

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS
Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática



**CARACTERÍSTICAS ELECTRÓNICAS DE DIFERENTES
DISPOSITIVOS SOMETIDOS A RADIACIÓN BAJA DE
NEUTRONES Y GAMMA**

MEMORIA PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR

PRESENTADA POR

Yi Zong

Bajo la dirección del doctor:
Juan Andrés de Agapito Serrano

Madrid, 2007

• **ISBN: 978-84-669-2929-5**

© Yi Zong, 2006



UNIVERSIDAD COMPLUTENSE
MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

Programa: INGENIERÍA DE SISTEMAS Y AUTOMÁTICA

CARACTERÍSTICAS ELECTRONICAS DE DIFERENTES
DISPOSITIVOS SOMETIDOS A RADIACIÓN BAJA DE
NEUTRONES Y GAMMA

TESIS DOCTORAL

(RESUMEN EN ESPAÑOL)

Yi Zong

Director: Juan Andrés de Agapito Serrano

Madrid, 2006

Agradecimientos

Para mí, una estudiante china, no es tan fácil expresar por escrito mi agradecimiento a todas las personas que me han ayudado durante mi estudio en España. En primer lugar, deseo agradecer a Juan Andrés Agapito Serrano, la enorme ayuda que me ha brindado durante estos años. Él me ha enseñado no sólo los conocimientos de física, sino también el idioma español. Sin su gran apoyo y muy amable consideración desde el estudio a la vida, no habría podido cumplir con las tareas del estudio.

Tampoco puedo olvidar el apoyo que me ofrecieron los compañeros del grupo de investigación, miembros Francisco Javier Franco Peláez y Antonio H. Cachero. Tanto por su amistad como por su maestría en el montaje de los experimentos y, sobre todo, en el dominio del uso de las instrumentaciones de Keithley, etc. Sin su inestimable apoyo, este trabajo no habría llegado a buen puerto.

Asimismo, deseo agradecer a los profesores. Jesús Manuel de la Cruz, Matilde Santos Peñas, José Antonio López Orozco y José María Girón Sierra, las ayudas prestadas durante el periodo docente de los estudios de tercer ciclo. De entre ellos, deseo destacar a José Antonio López Orozco, en especial la que recibí durante la realización del trabajo de investigación.

Este agradecimiento se hace extensible a todos los miembros del departamento que me brindaron apoyo en algún momento de este trabajo. De entre ellos, deseo destacar a Antonio Paz, sus inteligentes consejos de hardware.

También agradezco al personal del Instituto Tecnológico y Nuclear de Portugal, encabezado por José Marques y Ana Fernandes, por su ayuda durante las estancias en Lisboa, su ayuda en el desarrollo de las pruebas y la determinación de las dosis de radiación recibidas por las muestras.

Y a mis amigos, el dueño de mi habitación, su ayuda en los momentos de flaqueza y su habilidad para minimizar la relevancia de los problemas cotidianos.

Y por supuesto, agradezco a toda mi familia el gran apoyo que me han ofrecido durante todo tiempo. Siento una gran lástima no poder estar cerca de ellos y cuidarles, todavía les hago preocuparse por mí. A todos vosotros mi hermana, mi cuñado, mi novio y mi sobrina, os agradezco todo el apoyo que me habéis dado.

Finalmente, agradezco a la Agencia Española de Cooperación Internacional y la Fundación Miguel Casado San José que me han concedido las becas que han significado un gran apoyo y estímulo para mí. Con la beca, puedo concentrarme en el estudio sin preocuparme por la vida en España. También, quiero expresar mi sincero agradecimiento a Wang Zhiwei y Du Yan de la Embajada de la República Popular China en España.

RESUMEN

CAPÍTULO 1	Introducción	1
CAPÍTULO 2	Mecanismos de la radiación sobre componentes electrónicos.....	7
CAPÍTULO 3	Descripción del montaje experimental.....	11
CAPÍTULO 4	Efectos de la radiación sobre los dispositivos discretos.....	27
CAPÍTULO 5	Efectos de la radiación sobre los switches analógicos	53
CAPÍTULO 6	Efectos de la radiación sobre los circuitos supervisores	89
CAPÍTULO 7	Efectos de la radiación sobre los amplificadores de aislamiento.....	97
CAPÍTULO 8	Efectos de la radiación sobre conversores analógico-digitales.....	105
CAPÍTULO 9	Conclusión	117

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

Con el objetivo de buscar el bosón de *Higgs* y estudiar los quarks *t* y *b* y plasma de gluones, etc., el Centro Europeo para la Investigación Nuclear (*European Organization for Nuclear Research, CERN*) está construyendo un gran colisionador de hadrones *LHC (Large Hadron Collider)* en la ciudad de Ginebra (Fig.1.1).

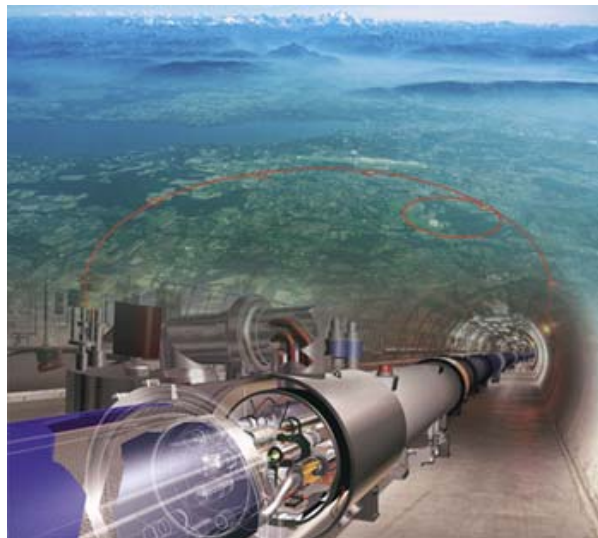


Fig. 1.1: Vista aérea de la túnel en el que se halla el futuro acelerador de partículas. Puede observarse un anillo exterior, donde se producirán las colisiones, y un anillo menor que el que se aceleran las partículas antes de la colisión final. (<http://www.cern.ch>).

A diferencia del anterior colisionador, en el que se producían choques entre electrones y positrones, en el túnel del LHC se llevarán a cabo choques entre protones con una energía de centro de masas de 14 TeV y una luminosidad de $10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$. Las colisiones se realizarán en diferentes puntos clave, que han sido bautizados de acuerdo con los distintos experimentos que se realizarán en ellos: CMS (*Compact Muon Solenoid*), ATLAS (*A Toroidal LHC ApparatuS*), LHCb (*LHC for quark beauty*), dedicados a la colisión de protones, y el experimento ALICE (*A Large Ion Collider Experiment*), diseñado para examinar las colisiones de iones pesados. Su posición relativa se muestra en la fig.1.2. Entre estos experimentos, sea cual sea el haz de partículas, éstas volarán a una velocidad próxima a la de la luz y será necesario utilizar potentes

electroimanes para acelerarlas y mantenerlas confinadas dentro del túnel. Los cálculos teóricos previos indican que el campo magnético debe ser de 8.40 T por lo que la corriente que circulará a través de los electroimanes ha de ser muy alta. La estructura de los electroimanes es compleja pero se sabe que la corriente mínima de trabajo será de 11500 A y, en algunas secciones del electroimán, puede ser superior a 13750 A.

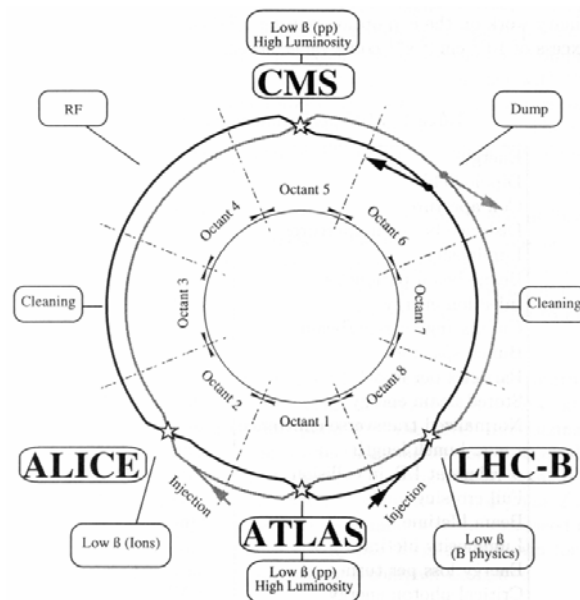


Fig. 1.2: Posición de los distintos experimentos en el anillo mayor del LHC [Lhc95].

La magnitud de estas corrientes es tan elevada que es imposible utilizar un metal convencional para hacer el bobinado de los electroimanes. Por este motivo, se decidió utilizar electroimanes superconductores. Por otra parte, para evitar pérdidas de carga se utilizará helio en estado superfluido por debajo de 2.17 K, de tal manera que su viscosidad disminuye y su conductividad térmica aumenta considerablemente respecto a la del helio normal. De esta forma, es posible hacer circular el helio líquido con eficiencia sin que se produzcan pérdidas por efecto de la viscosidad.

A causa de las colisiones que se producen en el interior del acelerador, una gran cantidad de partículas serán despedidas hacia el exterior. Estas partículas, entre las que se hallan neutrones, protones, piones, fotones gamma, etc., constituyen un tipo especial de radiación que afectará a todo lo que se encuentre a su alrededor. En particular, la instrumentación del sistema de criogenia será afectada por ella. Fig.1.3 muestra la sección transversal del LHC.

En la fig.1.4 se muestra la dosis de radiación prevista tras un año de actividad. Se ha considerado necesario que la instrumentación electrónica del LHC funcione al menos durante 10 años. Por tanto, es necesario multiplicar las cantidades mostradas en el dibujo por 10. Sin embargo, los valores pueden variar apreciablemente dependiendo del lugar exacto. Así, por ejemplo, en los espacios entre los imanes el campo magnético es menos intenso y puede escapar

a través de él un mayor número de partículas por lo que la radiación en este punto será mayor. Generalmente, la radiación puede provocar daño por mecanismos ionizantes y no ionizantes. La radiación gamma apenas produce daños no ionizantes, al contrario que los neutrones rápidos. De esta forma, sea cual sea la radiación, el daño producido por ella puede expresarse como la suma de ambas cantidades.

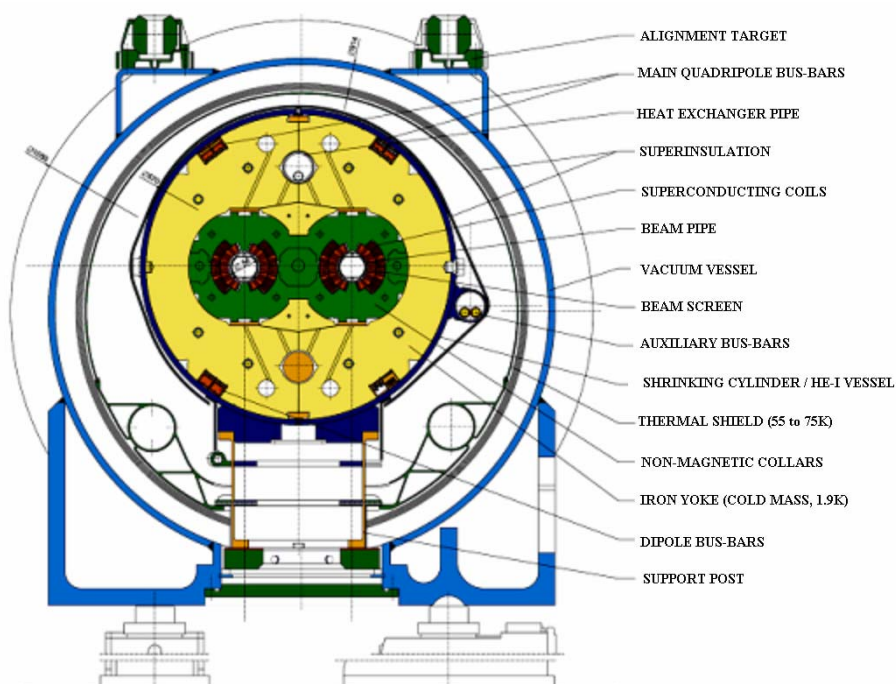


Fig. 1.3: Corte transversal del acelerador del LHC. En él, pueden apreciarse las diferentes partes que lo componen. El helio líquido está situado en la zona pintada en color añil. [Lhc95].

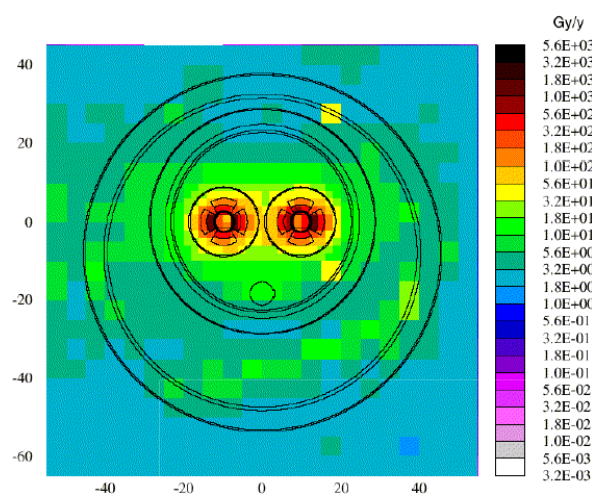


Fig. 1.4: Dosis de radiación previstas en el acelerador de partículas durante un año

El sistema de medida de los parámetros del helio debe estar colocado cerca de los sensores de temperatura, presión, nivel, etc. para garantizar la precisión requerida. Evidentemente, esto significa que la electrónica del sistema va a recibir una cantidad de

radiación bastante importante y que afectará a su funcionamiento.

Para solucionar el problema de la radiación, existen **dos líneas de trabajo: RADHARD y COTS**. La primera opción es un acrónimo de RADiation HARDened (Resistente a radiación) y se fundamenta en el hecho de que, puesto que se conocen los efectos de la radiación sobre los materiales, es posible construir un circuito integrado que sea insensible a ellos. Por ejemplo, se sabe que, una región altamente dopada o “guard-band” formada por la implantación iónica, puede cortar efectivamente el camino de fuga parásito producido por la radiación. Otras opciones serían el uso de tecnologías SOI para evitar algunos sucesos aislados, crecimiento de óxidos epitaxial es de muy alta calidad, etc.

El problema de las tecnologías RADHARD es el gran coste que conllevan. En general, los componentes de este tipo requieren de un mayor número de pasos de fabricación y el número de posibles compradores es muy restringido. Por esta causa, las compañías que fabrican estos componentes piden un precio muy alto por las muestras vendidas. Por ejemplo, el precio de un dispositivo RADHARD puede centuplicar el valor del dispositivo equivalente comercial.

La política COTS soluciona parcialmente este problema. COTS significa Commercial Off The Shelf (*Comercial de la Estantería*). Fue propuesta en 1994 por W. Perry, con el objetivo de aliviar los presupuestos de las diversas agencias militares norteamericanas [Win99]. La principal idea de esta línea de trabajo es utilizar componentes comerciales que han sido probados anteriormente en un ambiente de radiación parecido a aquel en que se va a emplear el componente. Es decir, hay que realizar pruebas sobre todos los componentes que se prevea utilizar. Las pruebas en algunos componentes pueden ser obviadas, como aquellas que realizar sobre resistencias discretas o materiales magnéticos, pero, en general, cualquier componente que contenga un semiconductor debe ser examinado previamente. Si se ha comprobado que el componente tolera la radiación, puede proponerse su uso en el sistema final. Sin embargo, esta política presenta unos riesgos muy importantes: En primer lugar, la compañía propietaria del dispositivo puede cesar la producción del componente sin previo aviso o, lo que es peor, cambiar el proceso de fabricación. En este último caso, el trabajo realizado no sólo sería inútil sino peligroso pues el diseñador utiliza un componente totalmente convencido de su tolerancia a pesar de que podría no serlo ya. Para evitar este problema, varios organismos como la Agencia de Defensa de E.E.U.U., la Agencia Espacial Europea o el propio CERN han propuesto diversos protocolos de test para garantizar la tolerancia a la radiación de un componente. Desgraciadamente, es totalmente imposible garantizar la tolerancia de un componente con una seguridad absoluta.

Por tanto, los dispositivos electrónicos utilizados en el sistema de criogenia del LHC (Fig.1.5) deben ser examinados previamente en un ambiente de radiación parecido al que se espera encontrar en las zonas de interés del LHC.

Este trabajo es una parte del proyecto de colaboración entre el CERN y la Universidad Complutense de Madrid para realizar pruebas a distintos dispositivos electrónicos bajo radiación de neutrones y gamma, parcialmente apoyada por la CICYT, la AEIC (Agencia Española de Cooperación Internacional). **El propósito principal de este trabajo** es determinar los mejores Dispositivos Discretos (resistores, condensadores, diodos y transistores), Switches Analógicos, Circuitos Supervisiones, Amplificadores de Aislamiento y Conversores Analógico-Digitales, etc., que sean resistentes a la radiación en el sistema de criogenia del Large Hadron Collider en el CERN. En este sentido, se construyó en el Instituto Tecnológico e Nuclear de Portugal una fuente de neutrones tal que, al cabo de una semana de pruebas, se alcanzaba, por término medio, el flujo de neutrones esperado en un periodo de 10 años, siendo la dosis de radiación gamma ionizante parecida a la calculada en el LHC para ese tiempo. Las pruebas han sido preparadas por el grupo de Instrumentación y Sensores de la Facultad de Ciencias Físicas de la Universidad Complutense de Madrid y toda la información ha sido transmitida al Grupo de Criogenia del LHC.

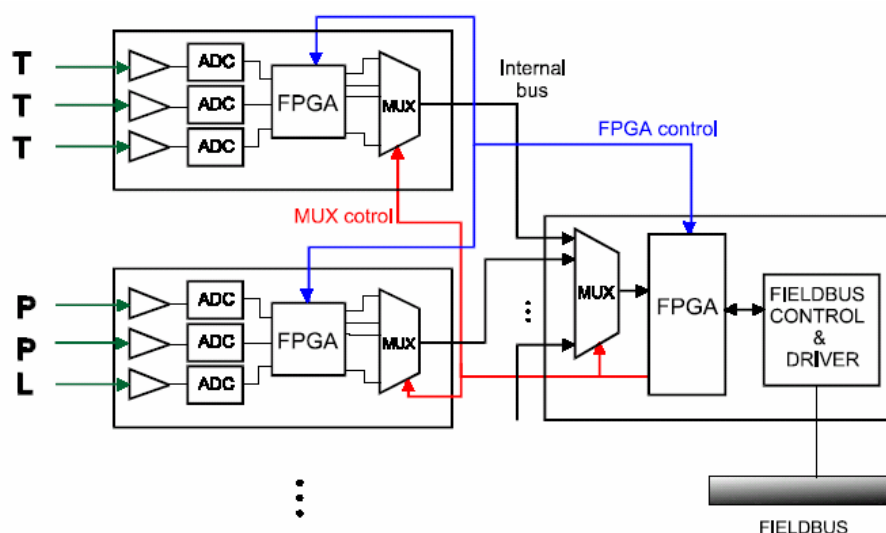


Fig.1.5. Esquema del control de criogenia de LHC

En principio, los resultados de la investigación que actualmente se realiza serán utilizados para la construcción del acelerador de partículas LHC del CERN. Sin embargo, no hay que pensar que solamente se vayan a poder emplear aquí. Hay múltiples aplicaciones prácticas de los resultados que se van a conseguir: Podrán aplicarse los resultados obtenidos en el desarrollo de sistemas electrónicos en aplicaciones espaciales, unidades de radioterapia y centrales nucleares con lo que se podrá mejorar el control de una fuente de energía tan útil como son las reacciones nucleares.

Los capítulos de esta memoria se describen a continuación:

Capítulo 1: Se describe el entorno de radiación del sistema de criogenia del LHC en el CERN, el objetivo de este trabajo y se explica la estructura de la memoria.

Capítulo 2: Se explicará cómo afecta la radiación a componentes electrónicos en diferentes tecnologías de fabricación.

Capítulo 3: Este capítulo está dedicado a describir el método experimental. En primer lugar, se describirá la fuente de neutrones que ha sido preparada en el ITN de Portugal para simular la radiación residual producida en el LHC. Posteriormente, se describirá el sistema de medida que permitió caracterizar on-line todos los dispositivos. Asimismo, describirá brevemente el programa de medida y control en el lenguaje *TESTPOINT*.

Capítulo 4: Se estudiará el modo en que la degradación de aquellos afecta a estructuras electrónicas sencillas como resistencias, condensadores, uniones PN y diodos, transistores, etc.

Capítulo 5: En primer lugar, se estudian las topologías y fundamentos físicos de los *switches* analógicos y se relaciona su estructura interna (por ejemplo, un inversor CMOS que es una parte importante en los *switches* analógicos) con modelos matemáticos. En segundo lugar, se muestran los resultados experimentales obtenidos al irradiar diversas muestras de los *switches* analógicos y se justificará la evolución de la tensión de conmutación, la modificación de la resistencia serie y aparición de corrientes de fuga cuando fueron irradiados en el ITN. Asimismo, se analiza las causas de la degradación, el fenómeno de histéresis en la tensión alta de alimentación y ‘efecto ventanado’ bajo radiación de neutrones y gamma, etc. Finalmente, se construye los modelos matemáticos utilizando métodos de optimización con el objetivo de simular las características electrónicas de los componentes internos de los *switches* analógicos y predecir el comportamiento de la resistencia serie y la corriente de fuga bajo radiación.

Capítulo 6: Se muestran los resultados experimentales obtenidos al irradiar diversos tipos de circuitos supervisores comerciales y se analizará la causa posible de degradación de sus funcionamientos.

Capítulo 7: Se muestran los resultados experimentales obtenidos al irradiar muestras de las dos compañías (Analog Devices, y Texas Instruments) de amplificadores de aislamiento presentes en el mercado.

Capítulo 8: Se muestran los resultados obtenidos al examinar conversores analógico-digitales en tecnología CMOS y se procederá a explicar la degradación observada con la destrucción de sus componentes internos.

Capítulo 9: Se presentan las conclusiones.

Las últimas páginas de esta memoria se dedicarán a citar todas las referencias utilizadas en esta memoria y a las publicaciones relacionadas.

CAPÍTULO 2

MECANISMOS DE LA RADIACIÓN SOBRE COMPONENTES ELECTRÓNICOS

Los efectos de la radiación sobre dispositivos electrónicos se dividen en dos categorías principales [Fac00]: los efectos acumulativos y “sucesos aislados” ó “*Single Event Effects* (SEE)”, como se muestra en Fig.2.1.

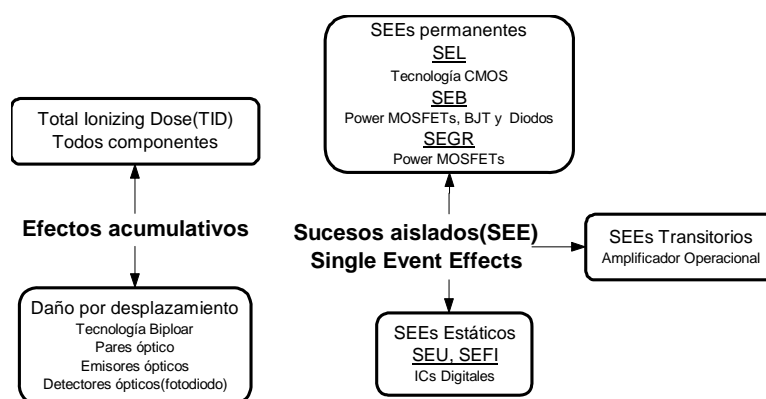


Fig.2.1 Resumen sobre los efectos de la radiación

Debido a la creación o activación de defectos microscópicos en los dispositivos, los efectos acumulativos no afectan demasiado las características de los dispositivos. Sin embargo, la acumulación estable de defectos provoca efectos mensurables que pueden últimamente producir fallos en los dispositivos. Los mecanismos físicos que afectan a los materiales son: no ionizantes o por desplazamiento, en los que el daño se produce al ser arrancados átomos de la red cristalina, y ionizantes, en los que el daño se debe principalmente a la liberación de cargas. Ambos mecanismos no son excluyentes y pueden acontecer de forma simultánea. P. e., un protón puede chocar contra los átomos de un material creando defectos cristalinos y, al mismo tiempo, crear un exceso de carga libre al arrancar electrones a lo largo de su trayectoria. Un caso totalmente distinto es el de un neutrón de baja energía, que apenas produce ionización siendo muy importante el daño por desplazamiento. En el otro extremo de comportamiento, la radiación gamma produce daño principalmente por mecanismos de ionización.

I. Total Ionizing Dose (TID)

La radiación ionizante más importante es la radiación gamma y los rayos X. La radiación ionizante crea un exceso de pares electrón-hueco en el semiconductor. Las propiedades eléctricas del material se ven afectadas.

Los efectos de TID se atribuyen a la energía depositada en los electrónicos por la radiación en forma de ionización. La unidad de medida de la radiación ionizante es el Gray (Gy). El funcionamiento electrónico es afectado por la dosis depositada en dióxido de silicio que se usa en dispositivo semiconductor con objeto de aislamiento. La ionización en dicho material causa la generación de pares de electrón y hueco, que se separan por el campo electrónico local. Los huecos se fijan en el óxido o se mueven a la interfaz de Si-SiO₂ para participar en el mecanismo complicado de la creación de estados de interfaces. Ambos tipos de defectos (huecos atrapados o estados de interfaces) se acumulan para afectar el comportamiento de los dispositivos semiconductores. El efecto microscópico consecuencia varía según la tecnología de fabricación. En tecnología CMOS, la tensión umbral de transistores se modifica, su movilidad y transconductancia disminuyen y aparece una corriente de fuga. En tecnología bipolar, la ganancia del transistor disminuye y aparecen corrientes de fuga.

II. El daño por desplazamiento [Rax99]

La radiación no ionizante, como es el caso de los neutrones, destruye la red cristalina del semiconductor. La interacción entre los núcleos y los neutrones crea vacantes, átomos intersticiales, etc. La energía no-ionizante en silicio causa un desplazamiento a los átomos desde su sitio normal de la red cristalina, degradando gravemente las características electrónicas de los dispositivos semiconductores. El daño por desplazamiento se mide en “*Radiation Damage Unit* (RDU)”, que se define como la cantidad de energía media que cede un neutrón de 1 MeV al chocar con un átomo de un determinado material. El daño por desplazamiento cambia apreciablemente las características de los semiconductores. En primer lugar, la disminución del tiempo de vida media de los portadores minoritarios. Otros efectos provocados por el daño por desplazamiento son la reducción de la concentración de portadores mayoritarios y la disminución de la movilidad de los portadores [Mes92]. Puesto que los transistores CMOS son no sensibles a radiación de partícula. Sin embargo, en tecnología bipolar, el daño por desplazamiento aumenta la corriente de base de transistor, provocando una disminución en su ganancia. Otros dispositivos sensibles al daño por desplazamiento son algunos tipos dispositivos ópticos, por ejemplo, LED (Light Emitting Diode), foto-detector, etc.

III. Sucesos aislados ó Single Event Effects (SEE)

Estos efectos se atribuyen a la ionización directa de unas partículas, que pueden depositar energía suficiente en el proceso de ionización para interrumpir la operación de los dispositivos. En el LHC, los hadrones pesados y neutrones que representan el ambiente de radiación de las

partículas, no pueden depositar energía suficiente a generar un SEE. No obstante, ellos quizás provocan un SEE a través de la interacción núcleo en los dispositivos electrónicos. Debido a la incertidumbre de este mecanismo, es necesario estudiarlo desde un punto de vista puramente estadístico. A diferencia de otros daños por ionización, se prefiere utilizar una magnitud llamada “Transferencia Lineal de Energía” (*Linear Energy Transfer* ó LET). Esta magnitud mide la energía que deposita una partícula por unidad de masa y volumen del material y por longitud recorrida. El valor de esta magnitud depende de la partícula incidente, de su energía y del tipo de blanco y se suele medir en $\text{MeV}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{mg}^{-1}$.

Los diferentes tipos de sucesos aislados (SEE) son muy amplios y los principales se catalogan en *Single Event Latch-up*, *Single Event Gate Rupture* (SEGR), *Single Event Burnout* (SEB), *Single Event Transient* (SET) *Single Event Upset* (SEU), *Single Event Functional Interrupt* (SEFI), etc.

La mayor parte de los dispositivos estudiados en esta memoria se fabrican en tecnología CMOS. Por lo tanto, se centra en investigar los efectos de la TID y la influencia secundaria del daño por desplazamiento.

CAPÍTULO 3

DESCRIPCIÓN DEL MONTAJE EXPERIMENTAL

La gran mayoría de los dispositivos examinados bajo radiación de neutrones fueron probados en una fuente especialmente dedicada a estos experimentos construida en el Reactor Portugués de Investigación, sito en el Instituto Tecnológico e Nuclear (Sacavém, Portugal). No obstante, antes de su construcción, las muestras se introdujeron directamente en la piscina del reactor y, en las pruebas de radiación únicamente ionizante, se utilizó una fuente convencional de ^{60}Co en el mismo centro de investigación.

En la medida de lo posible, se intentó caracterizar de forma continuada los dispositivos en prueba durante la irradiación. Para poder realizarlo, se diseñó un sistema automático de caracterización de los componentes, que fuera lo suficientemente flexible como para poder examinar otras familias de componentes en experiencias posteriores realizando mínimas modificaciones del sistema. Generalmente, las irradiaciones podían requerir una semana o diez días. Durante todo este periodo de tiempo, el sistema caracterizaba los componentes cada diez o quince minutos.

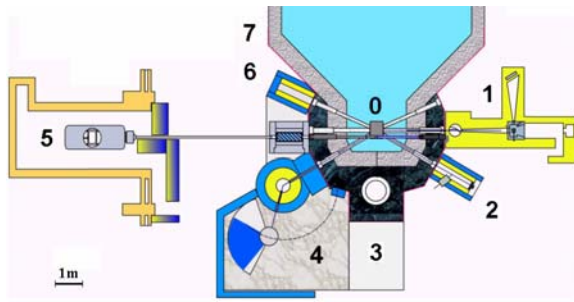
Por motivos técnicos, algunos parámetros no pudieron ser medidos por el sistema y sólo se pudieron caracterizar una vez que los isótopos radiactivos creados en el componente hubiesen desaparecido y pudieran ser manejados sin peligro.

3.1 Descripción de la fuente de neutrones [Fra05]

3.1.1 *Arquitectura del reactor y del haz de neutrones rápidos*

Construido en 1961, el Reactor Portugués de Investigación (RPI) es un reactor de piscina con núcleo abierto que trabaja a una potencia variable hasta 1 MW. Su estructura se muestra en la fig.3.1.a, estando el haz de neutrones rápidos en el punto 6.

Fig. 3.1.b muestra la cavidad del haz de neutrones rápidos. Ésta tiene una longitud de 1 m y un diámetro de 153 mm, y se encuentra dentro de la pared del reactor. En su exterior, se encuentra un recinto algo más amplio rodeado de material protector encargado de frenar el haz y la radiación gamma residual.



(a)



(b)

Fig. 3.1a-b: Planta horizontal del RPI (a). Se han numerado los siguientes lugares: 0, núcleo de ^{238}U ; 1, Espectómetro de tiempo de vuelo; 2, Haz de neutrones epitérmicos; 3, Haz de neutrones térmicos; 4, espectómetro de doble eje; 5, espectómetro de dispersión de neutrones en ángulos pequeños; 6, haz de neutrones rápidos; 7, lugar más próximo donde se podía colocar el sistema de medida de acuerdo con las normas de seguridad del reactor. (b) muestra una imagen de la fuente de extracción de neutrones n° 6.

Por motivos técnicos, el reactor sólo podía funcionar durante 12-14 h diarias debido a que se debían hacer paradas durante la noche. Por esta causa, se decidió que las irradiaciones se realizaran en cinco sesiones a lo largo de una semana laboral. De esta forma, los circuitos serían irradiados de lunes a viernes y las irradiaciones durarían 60 h por término medio. Ateniéndose a estas condiciones, se diseñó el haz de neutrones de tal manera que el flujo total de neutrones alcanzase $5 \cdot 10^{13} \text{ n} \cdot \text{cm}^{-2}$ en el centro de la cavidad al transcurrir el anterior periodo de tiempo.

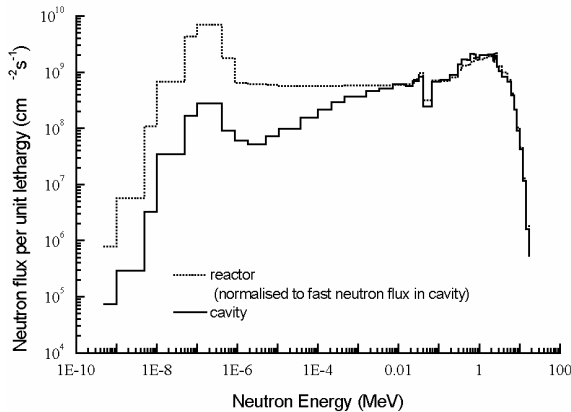


Fig.3.2: Espectro de energía del haz de neutrones rápidos, comparado con el espectro original del reactor (Datos procedente de una comunicación interna desde el RPI).

El flujo de neutrones mencionado en el párrafo anterior es el que se prevé que reciban los componentes utilizados en el sistema de criogenia del LHC tras 10 años de actividad. Asimismo, se espera una radiación ionizante del orden de 1 kGy (Si). Por estos motivos, se decidió colocar entre la cavidad y el núcleo del reactor una plancha de aluminio para incrementar la fracción de neutrones rápidos provenientes del núcleo de uranio. A continuación, una lámina de boro de 7 mm frenaba los neutrones térmicos, cuya energía es

del orden del keV. El espectro final de energía de los neutrones se muestra en la fig.3.2. Finalmente una barrera de 4 cm de plomo reducía la radiación gamma residual hasta los niveles mencionados anteriormente [Fer01, Mar04].

La radiación gamma residual se producía por medio de tres mecanismos: Radiación proveniente del núcleo, radiación proveniente de interacciones neutrón-componentes y desactivación de isótopos radiactivos de las muestras. Las dos primeras componentes son las más

importantes por lo que la radiación ionizante desaparecía una vez que el reactor se apagaba y se alejaba el núcleo de ^{238}U de la cavidad.

Un sistema de refrigeración favorecía la circulación del aire en el interior de la cavidad. De esta forma, se evitaba el sobrecalentamiento de las muestras, provocado por su permanente actividad eléctrica, por la radiación recibida y por el calor generado por el reactor. La temperatura nunca rebasó el valor de $40\text{ }^{\circ}\text{C}$.

El espectro de energía de haz de neutrones era parecido al de la desintegración de ^{235}U después de filtrar la componente de neutrones térmicos. Según el cálculo realizado en el Reactor Portugués de Investigación, el valor del factor de rectificación es 1.28. Es decir, todos los valores del flujo de neutrón presentados en esta memoria pueden ser expresados en una unidad estándar de $1\text{MeV-neutrones/cm}^2$ solamente multiplicándolos por 1.28.

3.1.2 Medida de parámetros físicos durante la irradiación

Dentro de este conjunto, se encuentran el flujo de neutrones, la radiación gamma residual y la temperatura. El flujo total de neutrones se medía con láminas de ^{58}Ni adosadas a cada placa y a los extremos del soporte donde éstas se colocaban. La incertidumbre en las medidas de flujo de radiación es menor del 3%. Fig.3.3 muestra los resultados obtenidos en una radiación con doce placas de prueba. Para corroborar las anteriores medidas, se colocaron en todas las irradiaciones cuatro fotodiodos BPW34 en diversas placas de prueba. Estos fotodiodos se caracterizan porque el potencial de contacto al circular una corriente constante es proporcional a la dosis de neutrones. La causa está en el crecimiento de la resistencia parásita. En la fig.3.4, aparecen los resultados obtenidos al irradiar varios fotodiodos, en función de la dosis total de neutrones, siendo la corriente que los atraviesa 1 mA. La evolución de estos diodos depende de la velocidad de irradiación, puesto que se produce una competición entre la creación de defectos y el recocido térmico. Por esta causa, el daño parece ser mayor en los diodos más irradiados. Sin embargo, los datos son suficientemente fiables para confirmar las cifras arrojadas por los detectores de níquel.

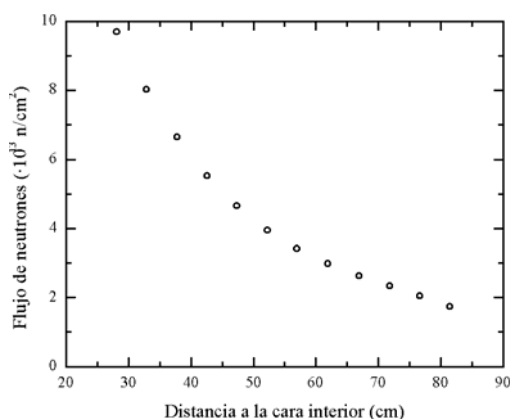


Fig.3.3: Perfil del flujo de neutrones medido con detectores de Ni en una irradiación con 12 placas.

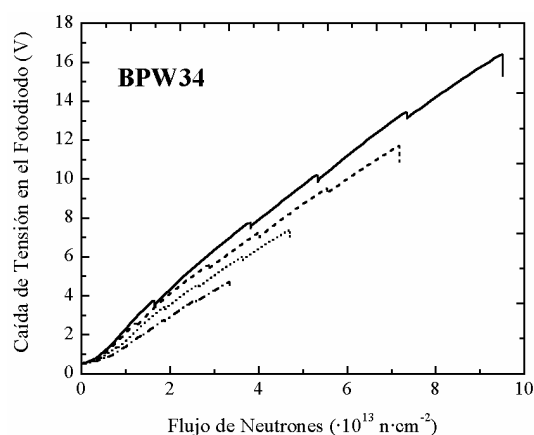


Fig.3.4: Evolución de la tensión de caída del fotodiodo BPW34 durante una irradiación. Los picos corresponden a recocidos durante las paradas del reactor.

La medida de la radiación gamma residual se llevaba a cabo por medio de una cámara de ionización de Mg con Ar, calibrada para una fuente de ^{60}Co , y probada en el reactor con potencia entre 50 kW a 1MW. Esta cámara se colocaba en el centro del soporte de las placas y se conectaba a un conversor de corriente a tensión externo. Esta tensión se registraba en el sistema de medida y, por medio de las proporciones $0.114 \text{ Gy (air)/h} \rightarrow 1 \text{ nA} \rightarrow 0.1 \text{ V}$, se podía obtener la velocidad de irradiación. A continuación, una sencilla integración en el tiempo permitía determinar la dosis total de radiación ionizante recibida en el punto medio de la cavidad. Para determinar la dosis exacta recibida por cada placa de prueba con componentes, se realizaron simulaciones de la cavidad mediante técnicas de Monte Carlo [Fer01] que concluyeron que la función que relaciona la dosis de radiación gamma residual con la distancia a la cara interior de la cavidad es:

$$\Gamma = -5.909 \cdot 10^{-5} \cdot x^3 + 1.76 \cdot 10^{-2} \cdot x^2 - 2.025 \cdot x + 102.8 \quad (3.1)$$

Siendo Γ un factor proporcional a la dosis gamma residual y x la distancia en cm. Este perfil fue corroborado de forma experimental por el equipo del RPI. Recordando que la cámara estaba a x_c cm de la cara interior, se puede normalizar la ecuación anterior para obtener la dosis gamma total en cada una de las placas. Por otra parte, es necesario resaltar el hecho de que el perfil de radiación gamma no coincide con el de neutrones (Fig.3.5). En general, el valor de la radiación gamma varía menos de un extremo a otro de la cavidad de irradiación.

La medida de la temperatura se llevaba a cabo por medio de cuatro sensores PT-100, pegados a las placas de prueba de los circuitos y distribuidos simétricamente a lo largo del carril de montaje. Estos componentes son resistencias de platino, insensibles a la radiación, cuyo valor a 0°C es 100Ω y con un coeficiente térmico de $0.38 \Omega/^\circ\text{C}$. Estas resistencias eran medidas a cuatro hilos por el sistema electrónico y almacenado con el resto de datos. Fig. 3.6 muestra la evolución típica de la temperatura de la cavidad durante la irradiación.

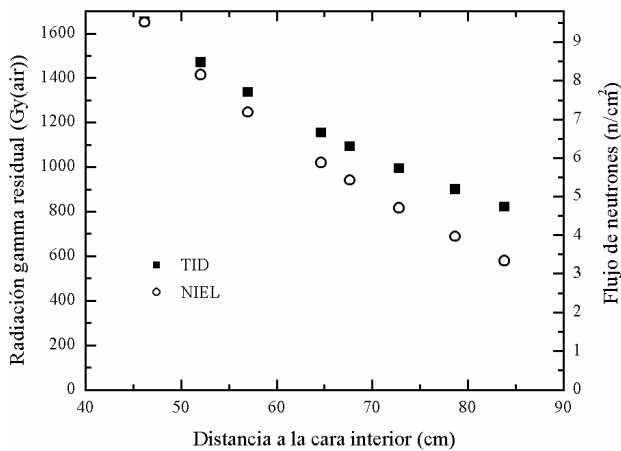


Fig. 3.5: Comparación entre el perfil de neutrones y de radiación gamma residual en una irradiación con ocho placas de prueba.

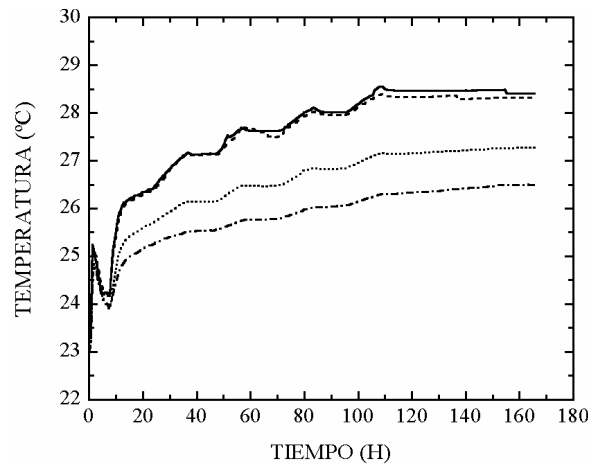


Fig.3.6: Evolución de la temperatura durante una irradiación. Fue medida con cuatro sensores Pt-100 distribuidos a lo largo de las placas.

3.2 Sistema de instrumentación para test dispositivos electrónicos bajo la radiación

El sistema de toma de datos que se diseñó debía tener las siguientes propiedades: Por un lado, debía ser inmune a la radiación. Por ello, todo el material sensible tenía que ser salvaguardado y, en las placas de prueba, sólo podrían utilizarse componentes adicionales que fuesen resistentes a la radiactividad.

El sistema debía ser flexible: De este modo, debía ser posible caracterizar un componente en una campaña de irradiación y, en la siguiente, realizar pruebas sobre otro totalmente distinto realizando el menor número de modificaciones. También debe ser automático y estable, pues debía estar funcionando sin interrupción durante más de una semana.

Finalmente, el sistema debería ser fácilmente transportable y reproducible. Todos los componentes del sistema utilizado en la experiencia se encontraban duplicados en el laboratorio de pruebas de Madrid y en el RPI. Por tanto, sólo se debían transportar de un sitio a otro las muestras y el programa específico de cada experimento. Una vez en el reactor, se debería montar sin demasiado esfuerzo un calco del sistema de medida que había sido construido en Madrid.

3.2.1. Placas de prueba

Normalmente, las características de un dispositivo requieren de circuitos especiales. Una restricción del diseño es que todos los componentes accesorios del circuito deben ser inmunes a radiación. Por esta causa, las resistencias deben ser metálicas, aunque en algunos casos se utilizasen otras resistencias como, p. e., resistencias de carbono de 10 W, necesarias para examinar componentes de potencia. Por otra parte, no hay ningún problema al utilizar fusibles metálicos y condensadores, tal y como se mostrará en el cuarto capítulo.

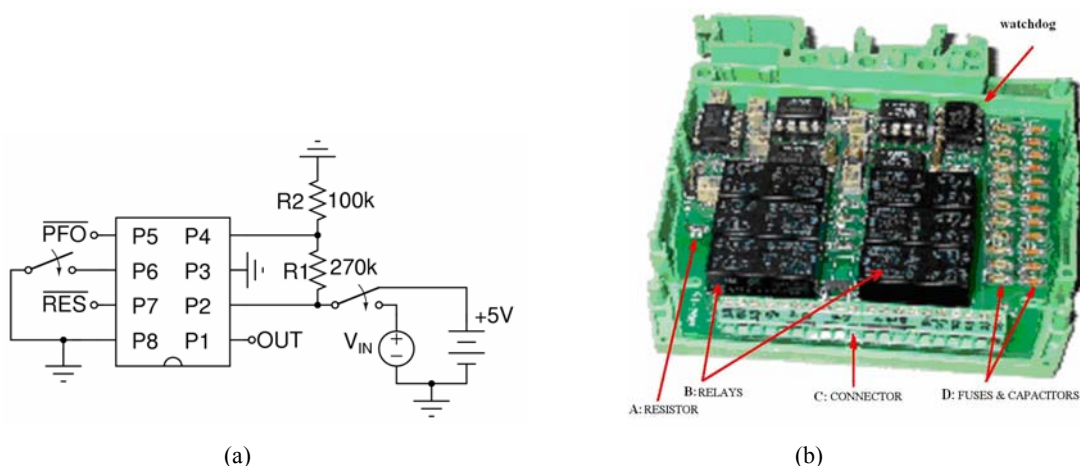


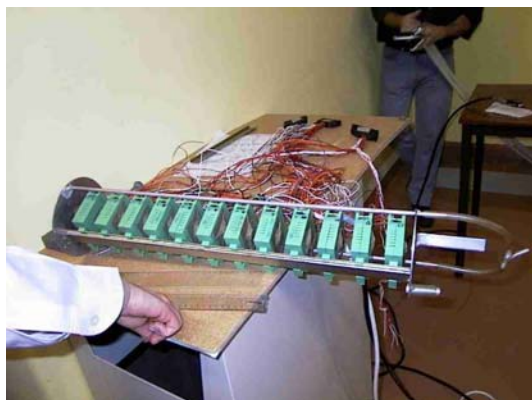
Fig. 3.7 a-b: En la primera imagen, se muestra un circuito para tomar varios parámetros del circuito supervisor. La segunda figura muestra su realización práctica. Hay resistencias (A), relés (B), conector (C) y condensadores y fusibles (D).

Se muestran los circuitos de caracterización de un circuito supervisor (Watchdog) en la fig.3.7. Para medir la relación entre las entradas ($+VCC$ o PFI) y salidas (OUT , \overline{PFO} & \overline{RESET}), como las corrientes de polarización de la entrada, es necesario cambiar la topología del circuito y polarizarlo con V_{IN} . Para cambiar la topología de forma automática, se recurrió al uso de conmutadores, tal y como se muestra en la fig.3.7a. Fig.3.7b muestra la realización práctica de la placa de prueba en el interior de la caja donde van a ser irradiadas.

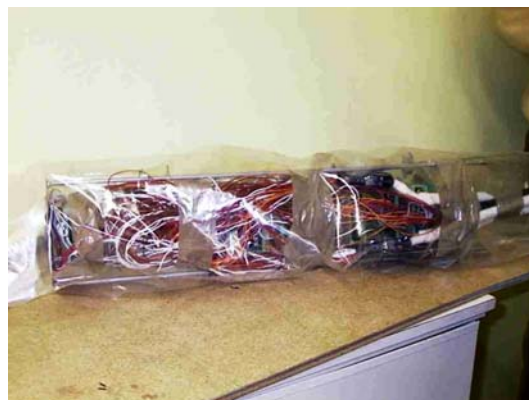
Un problema más serio afecta a la elección de los conmutadores. En otras circunstancias, se hubiese optado por el uso de *switches* analógicos [Hor90, p. 143] pero, normalmente, están contruidos en tecnología CMOS y, en consecuencia, son muy sensibles a la radiación ionizante. Por esto, se tuvo que recurrir al uso de relés electro-magnéticos, completamente inmunes a cualquier tipo de radiación. Sin embargo, estos componentes acarrear una serie de problemas al ser utilizados que deben ser resueltos antes de llevar a cabo la experiencia. Por un lado, un relé tienen un tamaño mucho mayor que un *switch* al tener voluminosas bobinas metálicas en su interior. Por otra parte, su consumo es elevado: Cuando se activan, requieren una tensión de 5 V y 40 mA de alimentación. En el caso de que hubiese varios relés en una placa y que funcionasen de forma simultánea, las caídas de tensión en las pistas de tierra podrían falsear las medidas, que en algunos casos debían ser del orden de mV. Por este motivo, se decidió que el sistema de activación de relés fuese totalmente independiente del sistema de medida. En toda placa que se construyó, debía haber al menos dos tierras: La tierra de los circuitos y la de los relés.

Otro inconveniente del uso de relés es el rebote del contacto al producirse la conmutación. Cuando se activa un relé, el campo magnético de una bobina desplaza una parte metálica móvil, seleccionando de esta manera la salida activa del conmutador. Como en todo componente mecánico, pueden producirse rebotes antes de que el conmutador termine de estabilizarse. Por tanto, es estrictamente necesario que el sistema de medida espere un tiempo prudencial después de realizar una conmutación antes de realizar el siguiente paso. En la práctica, 0.3 s solía ser más que suficiente.

Los conectores externos permitían unir las placas con el resto del sistema de medida. Una vez que se habían realizado todas estas conexiones, el conjunto de cajas con placas se montaba en el carril de test (Fig.3.8a), se colocaba en cada una de ellas un dosímetro de ^{58}Ni , se anotaba la distancia de cada caja al núcleo y se empaquetaba todo el material para introducirlo en la fuente de neutrones (Fig.3.8b).



(a)



(b)

Fig. 3.8 a-b: Las placas han sido colocadas en el carril de sujeción (a) y se han colocado los dosímetros en la parte externa. A continuación, todo el material se empaqueta, y se adosa la cámara de ionización (b). La bolsa de plástico es temporal pues se utiliza para comprobar el buen funcionamiento de la ventilación [Fra05].

3.2.2 Sistema de medida [Fra05]

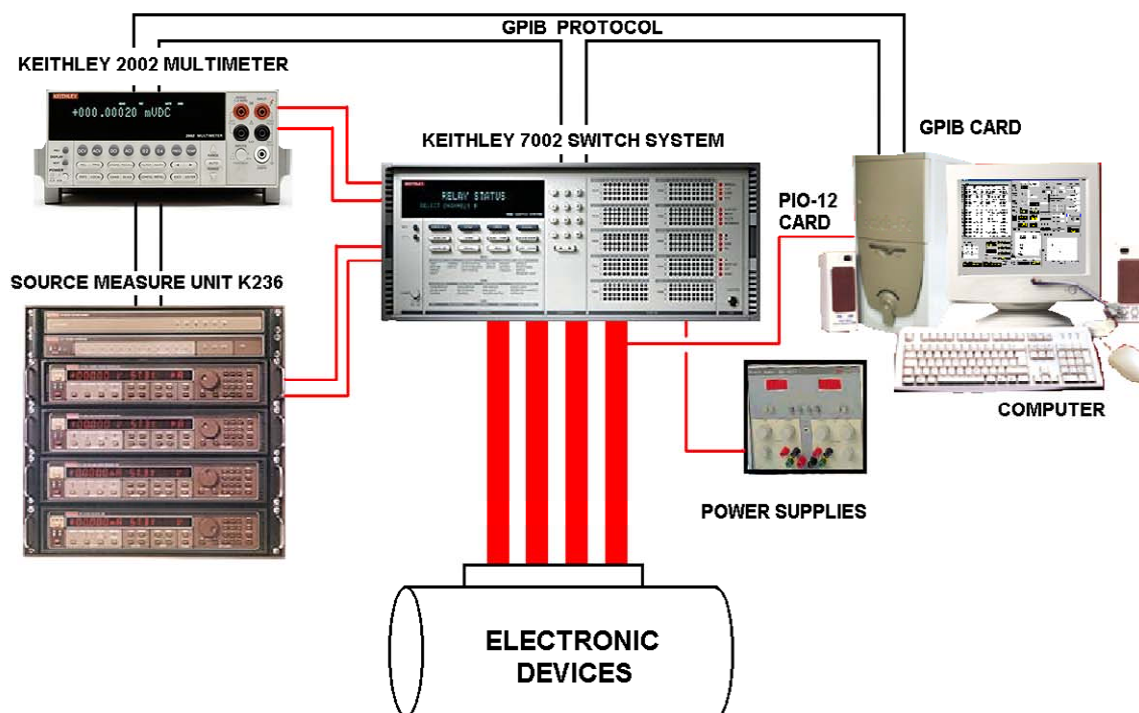


Fig.3.9: Estructura del sistema de medida

La arquitectura del sistema de medida se muestra en la fig.3.9 [Loz01]. En ella, se halla un ordenador personal en el que se encuentra en ejecución un programa diseñado en TESTPOINT y que controla el resto de componentes del sistema. Estos componentes son los siguientes:

a) Sistema de conmutación Keithley 7002: Es un conmutador matricial que consta de 10 bancos de 40 posiciones cada uno aunque, en la práctica, sólo se utilizan 4 bancos. En los tres

primeros bancos, se colocaron tarjetas 7011-100, que están subdivididas en cuatro conjuntos menores de 10 posiciones cada uno. Cada conjunto menor tiene un par de entradas privilegiadas que llamaremos “puntos comunes alto (H) y bajo (L) del conjunto”. Hay un punto maestro por cada banco menor aunque es posible unir estos cuatro puntos entre sí por medio de *jumpers*. Asociada a cada posición, existen un punto HIGH y otro LOW. Al activarse el conmutador asociado a cada posición, se unen esos dos terminales con los dos equivalentes del punto común. Fig.3.10 muestra un esquema de la estructura interna de esta tarjeta, en el que se pueden apreciar los conmutadores que unen las entradas de los sub-bancos con el punto común correspondiente. Asimismo, se pueden apreciar los *jumpers* que permiten unir en serie puntos comunes.

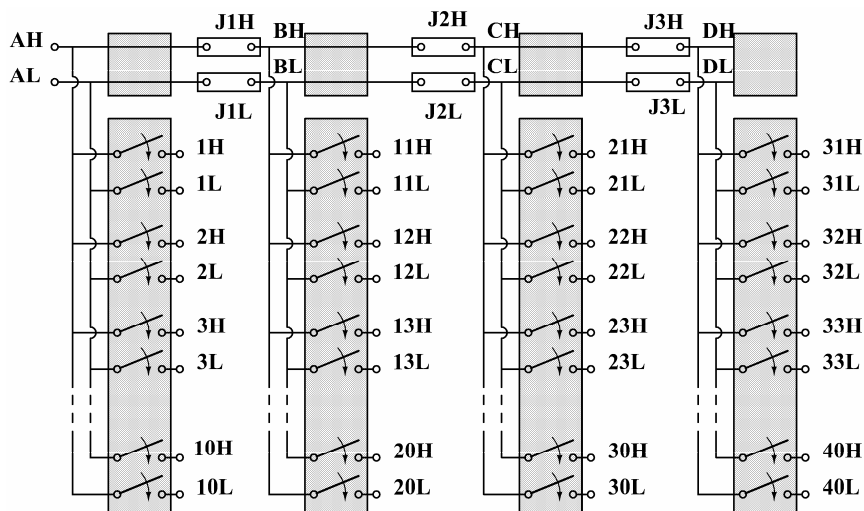


Fig.3.10: Estructura interna de las tarjetas 7011-100. A instancias del programa de control, los relés asociados a la posición n se cierran uniendo los puntos nH y nL con el punto principal del banco (AH, AL, BH, ...). Los *jumpers* J1H, J1L, etc. permiten interconectar los puntos comunes entre sí. En cambio, estos se aislarían si fueran retirados.

Los dos primeros bancos se utilizaban para medir tensiones. Para ello, se conectaban los puntos AH y AL de la primera tarjeta a un multímetro K2002, que se describirá a continuación. Los *jumpers* de la placa permiten conectar los cuatro puntos comunes al primer punto. Obviamente, si uno es retirado, se desconectan todos los puntos que vienen a continuación.

Por otra parte, las tarjetas tienen 8 *jumpers* adicionales llamados “de BACKPLANE”. Cada uno de ellos está asociado a los cuatro pares H y L de los puntos comunes. La función de estos conectores es enlazar las distintas tarjetas a través del sistema matricial. Por ejemplo, si el *jumper* relacionado con el nudo HIGH del punto común 2 (2H) estuviera conectado, se conectaría este punto con el de la placa siguiente. Como en el caso de los otros *jumpers*, la unión se produce en serie por lo que la eliminación de alguno de ellos aísla un elemento de los posteriores. Fig. 3.11 esquematiza las conexiones que se pueden establecer entre placas mediante este método. A la hora de diseñar un experimento, debía estudiarse cuidadosamente la posición de todos los *jumpers* para evitar cortocircuitos problemáticos y bucles de tierra.

La tercera tarjeta se destinaba a las alimentaciones de los relés. Por esta causa, los puntos AH y AL de esta tarjeta se conectaban a una fuente de 5V y a su tierra. Evidentemente, los *jumpers* de BACKPLANE de la segunda placa debían ser eliminados para evitar cortocircuitos.

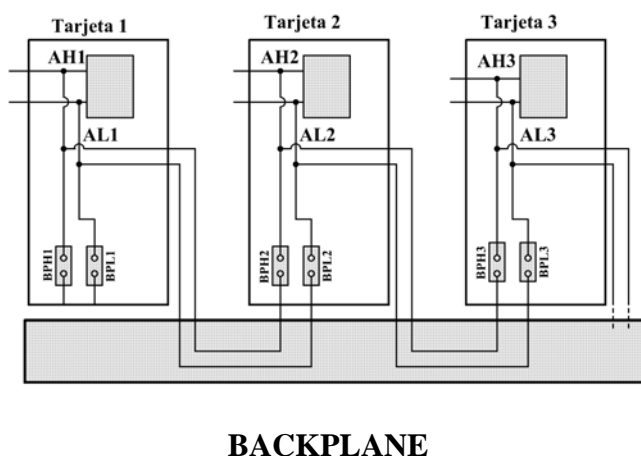


Fig.3.11: Funcionamiento del *Backplane*. Los *jumpers* BPH1 y BPL1 unen a través del sistema matricial los puntos comunes AH1 y AL1 de la primera tarjeta con AH2 y AL2, en la segunda. La misma función tendrían el resto de *jumpers*. En caso de ser retirados, todas las tarjetas se aislarían. Se ha supuesto que cada tarjeta tiene 1 par de puntos comunes en lugar de 4 para simplificar el dibujo.

La última tarjeta era diferente de las anteriores. Pertenecía al modelo 7012-160 y permitía conectar los cuatro terminales de una fuente Keithley 236 con otros cinco grupos de cuatro puntos (Fig.3.12). Esto hacía que la placa sólo requiriera 21 cables de la manguera (hay que recordar que el 37 corresponde a la malla). Los 16 cables adicionales podían ser utilizados para otros fines, como, p.e., llevar un bus de 12 entradas digitales hasta los circuitos, alimentaciones adicionales distintas de ± 15 V, etc.

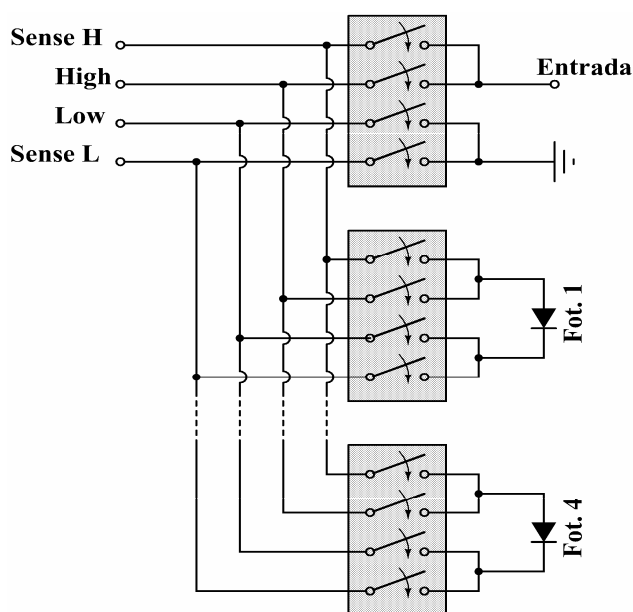


Fig.3.12: Estructura interna de la tarjeta matricial 7012-160. Cuatro entradas comunes (High, Low, etc) provienen de la fuente de tensión. Cuando es necesario, pueden cerrarse algunos de los bancos para llevar esta señal donde se requiere.

b) Multímetro Keithley 2002: Éste es un instrumento de precisión que se conecta al sistema matricial y que permite medir tensiones e intensidades en continua y alterna con una precisión de $8 \frac{1}{2}$ y cuya velocidad depende de la precisión. Asimismo, permite medir frecuencias y periodos así como resistencias por el método de dos o cuatro hilos. Éste es el método utilizado para determinar la resistencia de la Pt-100 y obtener la temperatura del interior de la cavidad. En cualquier caso, es imprescindible configurarlo adecuadamente a través del programa ejecutado en el ordenador.

c) Fuentes de alimentación estabilizadas: Estas fuentes son las encargadas de alimentar los circuitos bajo prueba y, habitualmente, se seleccionaban valores de 15V. En la mayor parte de los casos, sólo se utilizaba una fuente aunque en algunos momentos se tuvo que recurrir a dos por diversos motivos (Aislamiento de circuitos entre sí, aumento de la corriente de alimentación, uso de otros valores de tensión como 5 ó 10V, etc.). Asimismo, una fuente independiente de 0-5V se utilizaba para conmutar los relés.

d) Fuente de corriente/tensión Keithley 236: Esta fuente programable puede funcionar como fuente de tensión o fuente de corriente, midiendo corriente o tensión de salida en cada caso. Las salidas de la fuente son OUT HIGH y OUT LOW, aunque existe otro par de terminales adicionales, SENSE HIGH y SENSE LOW, para medir la tensión o la corriente. La fuente tiene una guarda que debe conectarse a la tierra del circuito y que polariza la malla del cable coaxial que protege las salidas.

Como en el caso del multímetro, el ordenador determinaba si la fuente era de tensión o de corriente. En cualquier caso, siempre era posible reconfigurar la fuente cuantas veces fueran necesarias si el programa lo requería.

Esta fuente tenía dos funciones principales: Por un lado, se configuraba como fuente de corriente y se polarizaban los fotodiodos para medir a continuación la caída de tensión en ellos. En otros casos, se utilizaba como fuente de tensión para realizar barridos en la entrada de algunos componentes, como en los switch analógico, watchdogs, etc.

e) Ordenador personal, tarjetas y protocolos de comunicación: Todo el sistema anterior estaba controlado por un ordenador personal bajo Windows 98 en el que se ejecutaba un programa desarrollado en TESTPOINT, que es un lenguaje de programación orientado a objetos, desarrollado por Keithley, y muy apropiado hacia la instrumentación. Este programa gobierna a todos los componentes mencionados anteriormente a través de una tarjeta GPIB basada en el protocolo IEEE-488.2, que permite la transmisión de mensajes entre componentes de una forma efectiva.

El conector tiene 24 pines que permite conectar los dispositivos entre sí aunque la longitud del bus no puede exceder de 2 m. El protocolo GPIB divide los componentes en tres tipos: Emisor, receptor y maestro. A instancias del maestro, el emisor transmite datos o instrucciones a los distintos receptores a una velocidad de 1 Mb/s. Sólo puede haber un emisor aunque el número de receptores puede llegar a 14. Asimismo, el emisor no puede enviar mensajes en caso de que el maestro lo esté haciendo. Los distintos dispositivos son identificados por medio de una dirección, cuyo valor está entre 0 y 30, y ninguna otra instrucción es necesaria.

Por último, hay que reseñar que, para realizar pruebas en componentes digitales, el ordenador utilizaba una tarjeta digital PIO-12 para estudiar dicho componente. La salida de esta tarjeta se conectaba a las placas de test a través de los cables no utilizados de la manguera 4.

f) Sistema de alimentación ininterrumpida (SAI): A lo largo de la semana que dura el test, se corre el riesgo de que se produzca un fallo en la red eléctrica general. Esto produciría una parada del ordenador y de todos los demás elementos del sistema de medida, causando una pérdida irreparable de datos. Para evitar este problema, todos los componentes son alimentados a través de un sistema de alimentación ininterrumpida. Éste dispone de baterías para almacenar energía y que alimentan el sistema durante unos minutos hasta que el suministro eléctrico se restablece. Por otra parte, el SAI elimina picos de tensión de la red eléctrica, protegiendo de esta forma los componentes.

g) Mangueras de cable: Las mangueras de cable utilizadas en esta experiencia tenían 4 m de longitud para garantizar la seguridad tanto del sistema de medida como de los miembros del equipo de experimentación. Cada una de las mangueras constaba de 37 cables de baja resistencia con mallas para apantallar el ruido eléctrico. El cable nº 37 estaba conectado siempre a esta malla de protección. Este cable se debía conectar siempre con alguna de las tierras del circuito. Finalmente, tres cables de 6 mm de sección llevaban las salidas de las fuentes de alimentación hasta los circuitos de medida.

3.2.3. Programa de control y medida

El programa de control y medida se realiza utilizando el programa Testpoint, que es un lenguaje orientado a objetos dedicado al control de instrumentación. Los objetos de programa deben cumplir las siguientes tareas:

- * Correcta comunicación entre los componentes y el ordenador
- * Lectura de los parámetros del barrido
- * Comprobación de que los valores no sean peligrosos para las muestras
- * Bucle de escritura y lectura de datos de los instrumentos
- * Almacenamiento de datos con formato predefinido
- * Cierre del programa de forma correcta

3.2.3.1 Configuración de programa

La configuración de componentes electrónicos exige conocer cual es la dirección IEEE que se asigna al componente. La dirección se encuentra en los manuales que suministra el fabricante aunque también se puede averiguar por medio de los mensajes que proporciona el aparato al ser conectado. En nuestro caso, los valores de las direcciones son los siguientes:

Multímetro Keithley 2002:	16
Fuente de Corriente Keithley 236:	17
Sistema de Conmutación Keithley 7002:	7

Es también necesario introducir un número adicional, llamado Boardindex, cuyo valor es normalmente 0. La configuración del instrumento se realiza fácilmente a través de un objeto de

Testpoint llamado GPIB. Es necesario añadir otras instrucciones suplementarias que, sin embargo, serán mucho más reducidas que las que se requieren en otros lenguajes de programación.

En primer lugar, las órdenes que se transmiten a un instrumento y que son transmitidos desde éste al ordenador deben acabar en un carácter especial. En el caso de estos tres aparatos, este carácter es “*LF*” y se puede definir en el objeto del programa que se ha usado para configurar el aparato.

Dada la extrema simplicidad del K7002, que es una serie de matrices de relés, no es necesario transmitir ninguna orden inicialmente. Sin embargo, es aconsejable ordenar al instrumento que se abran todos los canales en previsión de que se hubiese utilizado anteriormente. Para ello, se escribe en el objeto que representa el instrumento la orden “*:OPEN ALL*”. De esta manera se evita que se produzca algún inesperado cortocircuito que pueda ser catastrófico.

El multímetro K2002 sólo necesita unas pocas instrucciones para comenzar a funcionar. Esto es debido a que se va a utilizar como voltímetro DC, que es el comportamiento que tiene por defecto. Para ello, es necesario transmitir al dispositivo la orden “*IFC*” (Interface Clear) que configura los aparatos como “talkener” y “listener”, es decir, para permitir el diálogo entre ordenador e instrumento. A continuación, se le transmitirá al multímetro la orden “*:System:Preset*”. Esta orden indica al multímetro que debe funcionar con el comportamiento que tiene por defecto. Por otro lado, al escribir esta orden y no “*:Sys:Pres*” se garantiza que el formato de los valores sea largo.

La configuración de la fuente de corriente es, sin lugar a dudas, la más larga de los tres aparatos. Esto ocurre así porque hay que configurar el modelo de fuente, el formato de datos, los márgenes de seguridad, etc. En primer lugar, hay que ordenar a la fuente que se transforme en una fuente de corriente y que mida la tensión entre sus terminales. Para ello, se le debe escribir en la fuente la orden:

F1,0X

El siguiente paso es transmitir a la fuente la orden “*sense*”. De esta forma, el instrumento medirá la tensión con las entradas *sense* del componente. A continuación es preciso definir el tiempo de integración. Este parámetro indica el tiempo que está el terminal *sense* tomando muestras de la tensión antes de calcular el valor medio y mostrarlo por pantalla.

Finalmente, la introducción de la orden “*T0, 0, 0X*” nos permite especificar las condiciones de establecimiento de la señal cuando se aplica. El primer “0” indica que las instrucciones se reciben a través de un bus GPIB, el segundo “0” implica que la entrada se puede recibir de modo continuo y el último indica que la medida se debe hacer inmediatamente tras recibir la orden.

3.2.3.2 Finalización del programa

En caso de que se decida abandonar el programa, es necesario tomar una serie de precauciones. Los ficheros ya han sido cerrados en los bucles anteriores por lo que no es necesario preocuparse por ellos.

Hay que escribir en el objeto K236 del programa la instrucción “NOX”, que hace que la fuente de corriente vuelva al estado de reposo. Es recomendable transmitir la orden “: OPEN ALL” al sistema de conmutación K7002 para evitar que ningún canal permanezca cerrado y que pueda producir cortocircuitos en algún momento posterior. A continuación, se transmitirá al sistema de conmutación K7002 la orden GPIB “IFC” para vaciar el bus de comunicación del multiplexor.

Por último, se utilizará el comando *LOCAL* sobre todos los objetos referidos a instrumentos del programa. De esta forma se devuelve el control de éstos al usuario. En caso de que no se hiciese esto, los instrumentos quedarían bloqueados y no podrían ser controlados ni por el usuario ni por el ordenador por lo que habría que apagar y encender de nuevo todos los aparatos.

3.2.3.3 Panel de control

El programa consta de varias subrutinas principales que gestionan la medida de cada parámetro o dispositivo y se ejecutan de forma secuencial. Un ciclo completo de medida se efectúa aproximadamente cada 10 minutos. El panel del programa de medida y control se muestra en la fig.3.13.

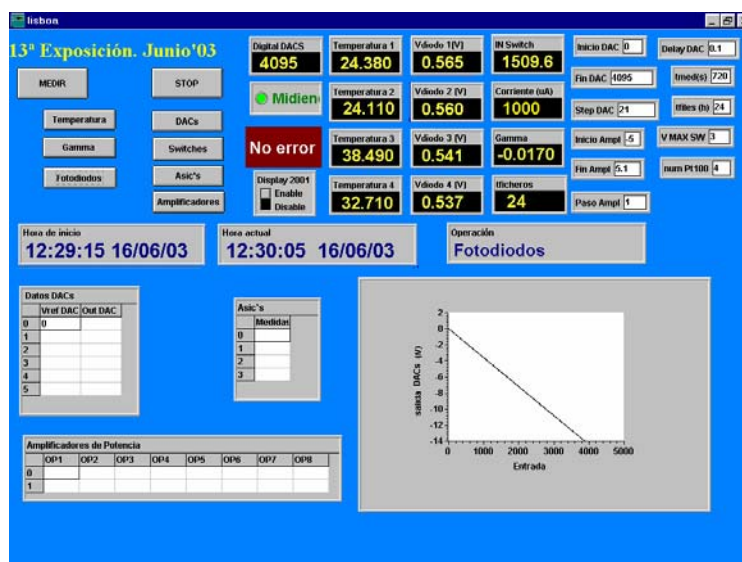


Fig.3.13: Interfaz del programa de control durante el proceso de medida en línea. Esta experiencia se dedicó a caracterizar DACs, amplificadores operacionales de potencia, switches analógicos y diversos ASICs.

En esta pantalla pueden observarse los distintos valores obtenidos al medir la temperatura del sistema, el monitor de radiación gamma, etc. A través de una serie de cuadros de diálogo, pueden darse instrucciones al programa, como los extremos y el paso de un barrido en tensión, el

retraso entre la aplicación de una entrada y la medida de la salida, etc. Las tablas donde se almacenan las últimas medidas tomadas, varios *displays* en los que se ven otras variables utilizadas recientemente. También se muestra la fecha y la hora en que ha comenzado el experimento y la actual. En la parte inferior derecha hay situado una gráfica que muestra la evolución temporal del parámetro que mide actualmente. Los botones del panel de control tienen varias funciones: hay dos generales que son “medir” y “stop” que inician o paran el proceso de medida continua, los que están situados por debajo de ellos se utilizan para ejecutar sólo algunas subrutinas del programa y sólo una vez, no de manera continua como el anterior. También se disponen de unos interruptores para conmutar manualmente los relés y para activar algunas opciones del programa.

El programa también guarda en varios archivos los datos que ha tomado, y cambia la extensión de los mismos cada cierto tiempo y guarda en otros archivos la totalidad de los datos. El archivo escrito es en modo texto con separaciones por espacio para hacer más sencillo su posterior procesado.

3.2.4. *Parámetros medidos en línea y fuera del reactor*

El sistema mostrado en el apartado anterior pudo medir los siguientes parámetros de los componentes electrónicos examinados:

- a) Circuitos de supervisor (*Watchdog*): La relación entre las entradas ($+V_{CC}$ o PFI) y salidas (OUT , \overline{PFO} y \overline{RESET}), la función de *watchdog*, periodo de salida de *watchdog*, la corriente más alta de salida que puede suministrar, la tensión umbral de $RESET$ y del fallo de alimentación.
- b) Switches analógicos: se midieron asimismo la tensión entre la fuente y drenador del canal con el objetivo de medir las corrientes de fuga y resistencias serie internas de los switches analógicos. Estos parámetros fueron tomados en el interior del reactor. Fuera, se midieron otras características como el consumo, el nivel de tensión y valor umbral de conmutación de la sección lógica, etc.
- c) Amplificadores de aislamiento: Tensión de *offset* de entrada, corrientes de polarización en la entrada, ganancia DC en la etapa de entrada, tensión de *offset* de salida, y coeficiente de transmisión para los amplificadores de aislamiento de AD. Resistencia de entrada para los amplificadores de aislamiento ISO12X. En Madrid, se midieron no-linealidad, frecuencia de 3 dB, *slew rate*, etc.
- d) Conversores analógico-digitales: Errores de *offset*, ganancia, los resultados de conversión y el número relativo de bits.

Los procesos de las medidas en línea de los *switches* analógicos se muestran en la fig. 3.14.

Por distintos motivos, el resto de parámetros se tuvieron que medir en el laboratorio una vez que las muestras se hubieron desactivado. Las causas para no medirlos durante la irradiación eran variadas: En algunos casos, era imposible conectar el instrumento de medida con el sistema de toma de datos. Un ejemplo de esto es la medida del valor de *slew rate* de un amplificador de aislamiento, que se calcula tomando medidas en la pantalla de un osciloscopio, sin ninguna interfaz de comunicación con el ordenador. Otro ejemplo sería el valor de los rechazos de las fuentes de alimentación, cuyo valor no es controlable por un PC. Además, algunos parámetros sufrían el problema de que las medidas debían ser tan precisas que era imposible realizarlas a través de este sistema de medida.

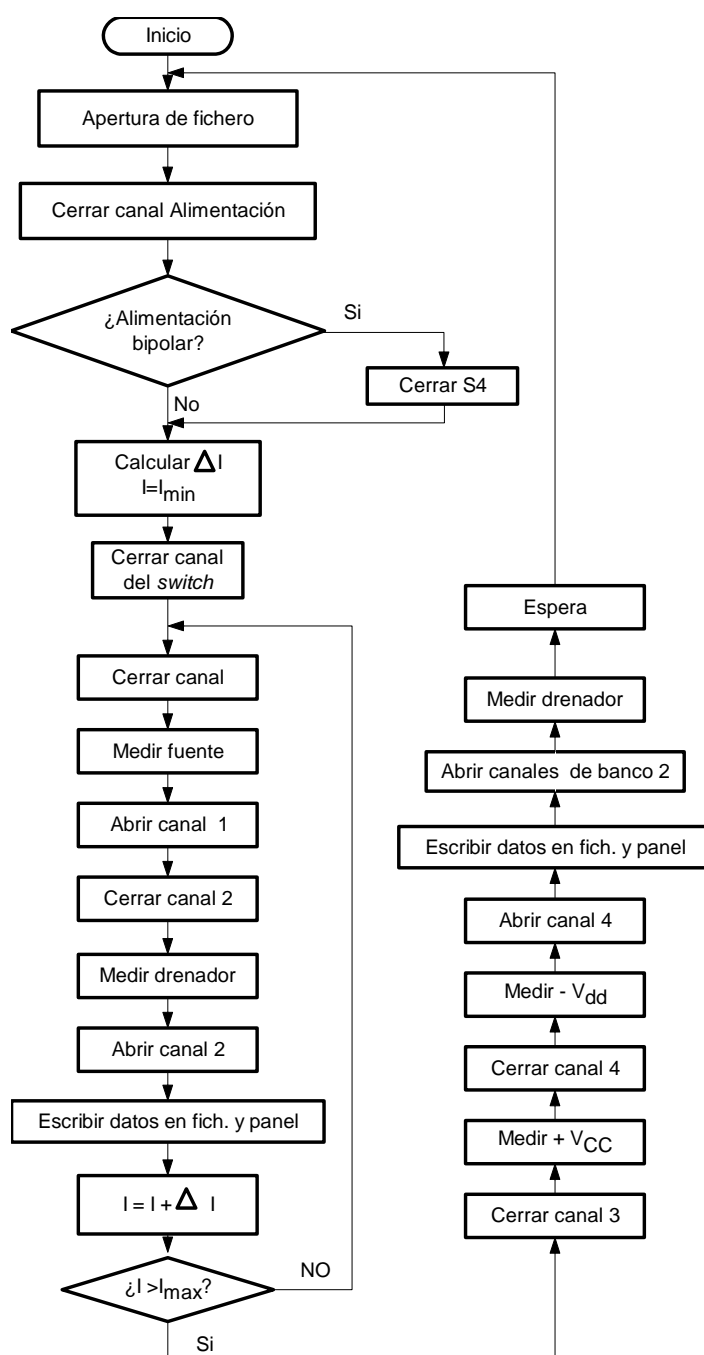


Fig.3.14: Diagrama del resumen del programa para medir los *switches* analógicos

CAPÍTULO 4

EFECTOS DE LA RADIACIÓN SOBRE LOS DISPOSITIVOS DISCRETOS

Los dispositivos que se van a estudiar en este capítulo son resistencias, condensadores, diodos, transistores de efecto campo (JFET, MESFET y MOSFET).

4.1 Efectos de la radiación sobre resistencias

Desde el punto de vista electrónico, las resistencias se clasifican en discretas (bobinadas, de carbono, y de película), e integradas (resistencias de difusión, resistencias epitaxiales, resistencias MOS y resistencias de película delgada).

En definitiva, en la fabricación de resistencias discretas se utilizan materiales inmunes a cualquier tipo de radiación y no se debe esperar ningún cambio en sus propiedades. Este hecho ha sido confirmado experimentalmente [Sro88, Aga99].

Con objeto de conocer de primera mano los efectos de la radiación en diferentes tipos de resistencias y potenciómetros, se irradiaron muestras comerciales de diferentes valores hasta $5.01 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 15 kGy de radiación gamma residual. Las resistencias se clasificaron en función del rango de valores pues éste está relacionado con la tecnología de fabricación. Tal y como se observa en las figuras 4.1.2-4.1.3, no existe ninguna relación entre el valor de la resistencia y el de la radiación, sea ionizante o no. Las pequeñas variaciones se deben a la acción del ruido eléctrico o bien a las fluctuaciones de temperatura de las muestras.

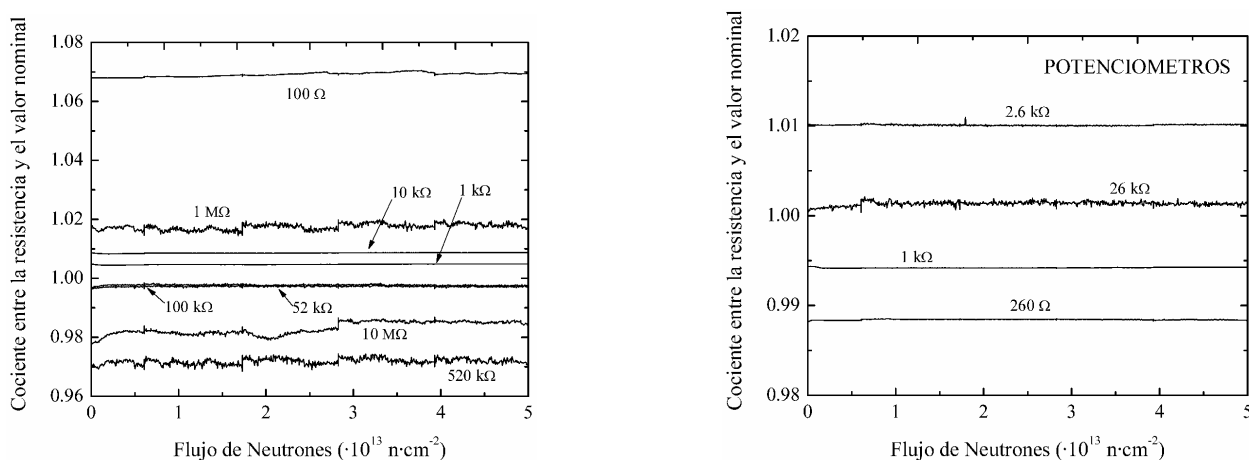


Fig. 4.1.2- 4.1.3: Evolución del valor de diferentes resistencias y potenciómetros en función del flujo de neutrones. La radiación gamma residual alcanzó un valor de 3 kGy por cada $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$. Los pequeños cambios observados en algunas resistencias pudieron relacionarse con la variación de la de temperatura.

Las resistencias integradas se construyen mediante otras técnicas diferentes a las de las resistencias discretas. Resistencias de difusión y resistencias epitaxiales tienen como base el silicio. El daño por desplazamiento conlleva un aumento de la resistividad a causa de la eliminación de portadores y del incremento de la movilidad. Por tanto, se espera un aumento de la resistividad de estos materiales. Asimismo, se espera un incremento de las corrientes de fuga en la unión PN inversamente polarizada, dedicado a esta estructura física.

La radiación ionizante no afecta directamente a las resistencias construidas con silicio. El número de pares creados en el silicio es mucho menor que el que contiene de forma natural. Sin embargo, las resistencias construidas por difusión sobre sustrato tipo n tienen un serio inconveniente. La acumulación de cargas positivas en el óxido de protección va a producir un campo eléctrico que elimina portadores (huecos) cerca de la superficie del semiconductor. En consecuencia, la sección efectiva de la resistencia disminuye y el valor de ésta aumenta [Den00].

Las resistencias MOS pueden sufrir un incremento de la resistividad a causa del daño por desplazamiento. Sin embargo, el mayor problema se va a producir en el caso de que sea irradiado con radiación ionizante. El transistor MOS sufre una modificación de la tensión umbral y de la corriente de fuga por debajo de esta tensión. Esto va a producir una gran variación del valor de estas resistencias.

A diferencia de las anteriores, las resistencias de película delgada son muy resistentes a la radiación a causa de su naturaleza puramente metálica. Ni la radiación ionizante ni el daño por desplazamiento los afecta por lo que el uso de estas resistencias en circuitos integrados aumenta la tolerancia a la radiación.

4.2 Efectos de la radiación sobre condensadores

A semejanza de las resistencias, es necesario dividir los condensadores en discretos e integrados. Los condensadores discretos se construyen separando láminas metálicas con un material dieléctrico que suele ser papel, cerámica, vidrio, plástico o mica. Todos ellos carecen de polaridad, que sí poseen los condensadores con material electrolítico como aislante y los de tantalio, en los que el dieléctrico es Ta_2O_5 crecido sobre una lámina de este metal. Los condensadores discretos son muy resistentes al daño por desplazamiento puesto que los materiales utilizados (dieléctricos y metales) lo son [Den00]. Sin embargo, sí son sensibles a la TID debido a la creación de cargas en el interior del dieléctrico, por ejemplo, los condensadores de tantalio.

Los condensadores integrados (Condensador en MOS o una unión PN en inversa) se construyen utilizando las mismas técnicas que se emplean en los transistores MOSFET o con una unión PN inversa, y sus características físicas son similares a las de estos componentes. Se confirma con experimentos que los condensadores de una unión PN en inversa son muy resistentes a la radiación (Sección 4.3.2.2). Los condensadores en MOS aumentan debido al cambio de la tensión umbral por la radiación ionizante (Fig.4.2.1).

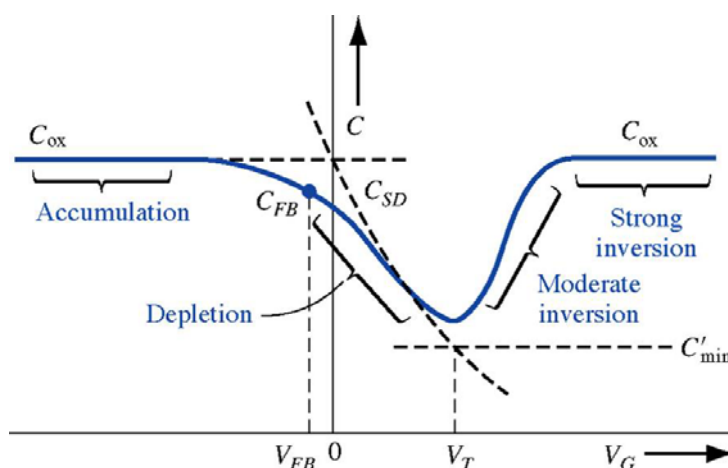


Fig. 4.2.1: Capacitancia ideal de frecuencia baja conta tensión de puerta de un condensador MOS con un sustrato de tipo p

4.3 Efectos de la radiación sobre diodos

Se han realizado medidas en los siguientes tipos de diodos:

Schottky: Potencia (1N5819), HP5082, BAT42

Unión PN: Rectificadores de potencia (GP30M, BY229)

Supresor de transitorios, potencia (P6KEXA)

Alta velocidad (1N4448)

Zener (BZX2V7)

Diodos de referencia de tensión (1N821 y 1N829)

Diodos de corriente constante (1N5297, 1N5311 y 1N5314)

Puentes rectificadores (GBU8K, DF04)

Los diodos examinados recibieron una dosis total de $10^{13} \sim 10^{14} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y una dosis de radiación gamma 1~2 kGy.

4.3.3 Analysis de resultado de radiación

4.3.3.1 Diodos de unión PN de silicio

Por una parte, la eliminación de portadores tipo N y la disminución de la vida media de los portadores minoritarios se alían para producir un aumento del valor de la corriente de saturación inversa.

Por otra parte, la acción de los neutrones también tiene un efecto muy importante, que es la creación de corrientes de recombinación en las zonas neutras de las uniones PN. Esto provocaría que el coeficiente m se alejase del valor 1 y se aproximase a 2.

Además, hay que decir que la radiación gamma residual crea estados superficiales entre el semiconductor y el aislante que producen corrientes de generación-recombinación. A diferencia de los efectos anteriores, en los que el coeficiente m tiende a valer 2 pero no puede rebasarlo, se cree que estas corrientes tienen un coeficiente superior a 2 lo que explica que algunos diodos irradiados muestren un coeficiente superior a este valor.

En último lugar, hay que recordar que el valor de la resistencia serie de los diodos debe incrementarse a causa del aumento de la resistividad de los semiconductores.

A. Diodos de alta velocidad

El diodo 1N4448 es un representante de estas familias. El diseño para operación de alta velocidad requiera bases cortas para disminuir las capacidades internas y requiere, por otra parte, un dopado elevado para evitar una ruptura a baja tensión. Asimismo la vida media de los minoritarios debe ser alta para aumentar la respuesta en frecuencia. Todas estas consideraciones

hacen que esta familia de diodos sea tolerante a la radiación de neutrones.

En efecto aunque el valor de la radiación de neutrones alcanzó una dosis de $9 \cdot 10^{13} \text{ n/cm}^2$, no se observó variación en la corriente de saturación inversa, m prácticamente no se modificó de un valor de 1.85; y a su vez la resistencia tampoco sufrió variación de su valor inicial del 0.7Ω . No se encontró modificación de la característica tensión corriente hasta un valor de $2 \cdot 10^{13} \text{ n/cm}^2$. (Fig. 4.3.11).

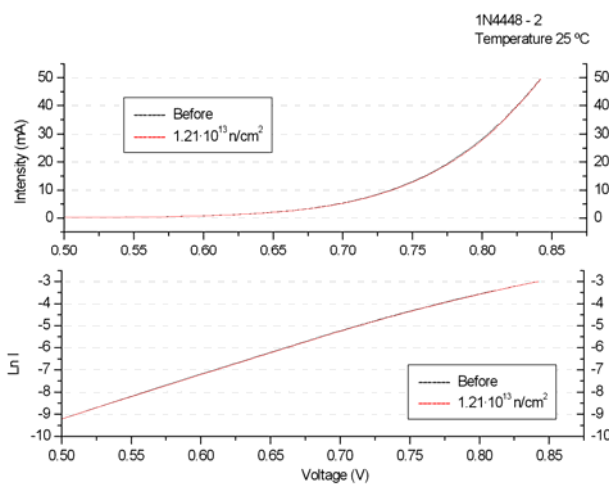


Fig. 4.3.11: Relación de V-I de 1N4448 antes y después de la irradiación

B. Diodos de potencia

Estos diodos se han subdividido en dos tipos: rectificadores y supresores de transitorio. Los segundos se diferencian de los primeros en que se utilizan en la zona de ruptura por avalancha.

B.1 Diodos rectificadores de potencia

Estos diodos tienen una baja concentración de impurezas para que el potencial de contacto sea bajo. Asimismo la base es ancha para evitar la avalancha o ruptura cuando operan en polarización inversa con valores elevados de potencial. La unión es ancha para reducir la resistencia serie del diodo, y finalmente no se ha mejorado la vida media de los portadores, ya que no van a operar a alta frecuencia. Todo esto hace que su tolerancia a la radiación de neutrones sea muy baja.

En efecto, las medidas en los diodos BY229 y GP30M pusieron de manifiesto que el daño fundamental fue el gran incremento de la resistencia serie, la corriente inversa de saturación aumentó enormemente, 50 veces en GP30M y 100 en el caso de BY229. Por otra parte m pasó de 1.65 a 1.85 en GP30M y a 2.2 en BY229.

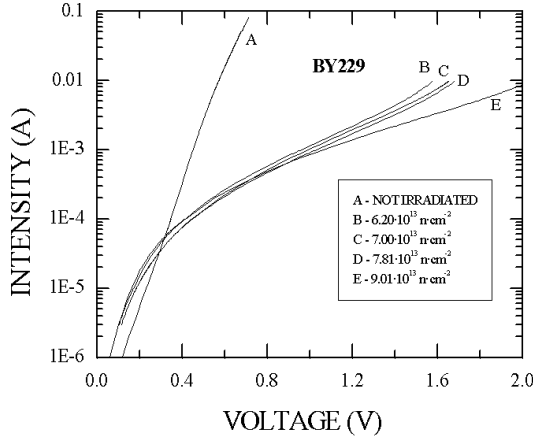


Fig. 4.3.12: Relación de V-I de BY229 antes y después de radiación

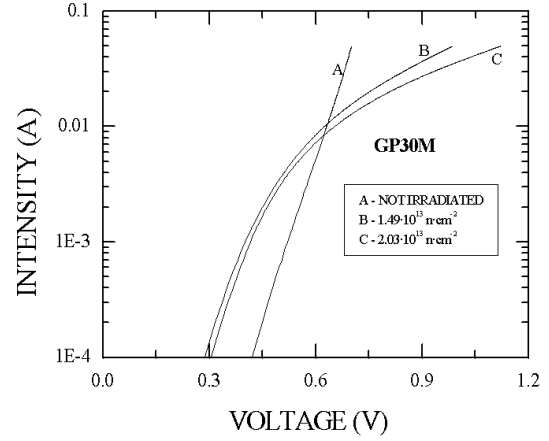


Fig. 4.3.13: Relación de V-I de GP30M antes y después de radiación

B.2 Diodos supresores de transitorios

La función de estos diodos es filtrar los picos de sobre-tensión de la res eléctrica. Están polarizados en la zona de ruptura y deben reaccionar rápidamente a cambios de la tensión de entrada.

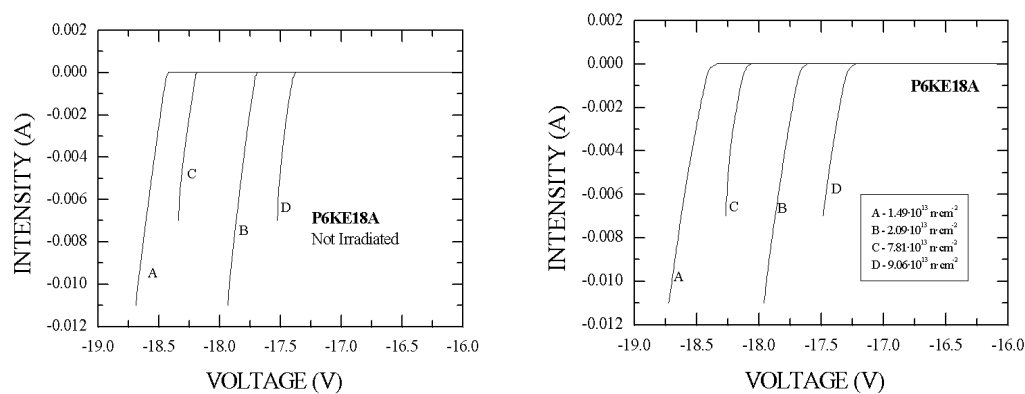
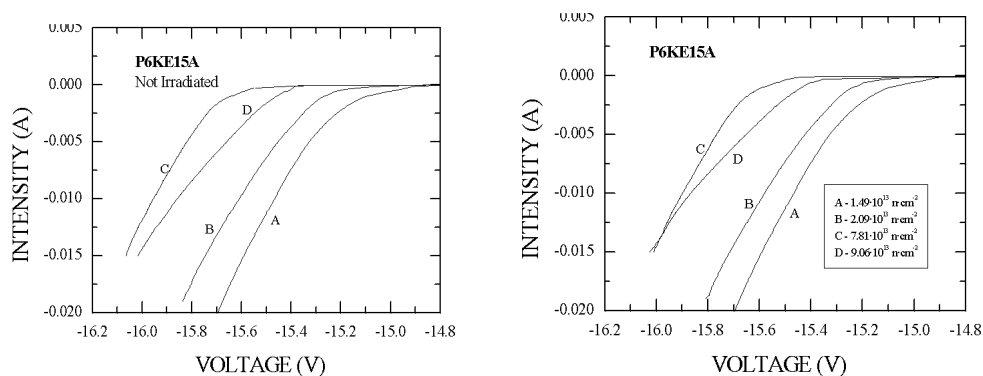
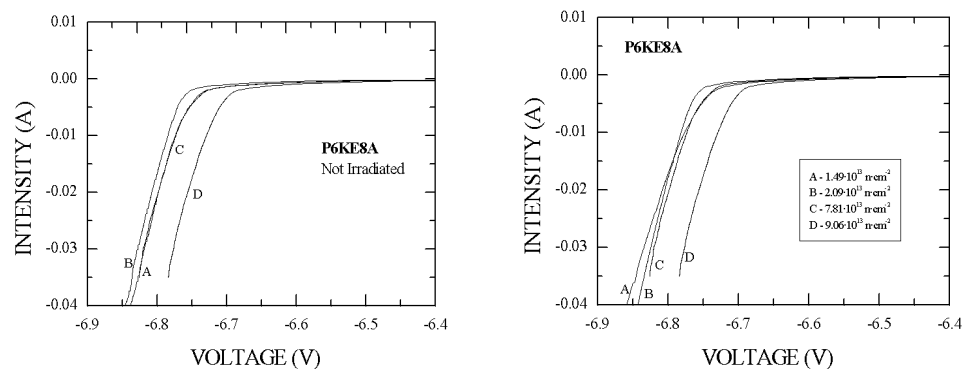
Los valores de la tensión de ruptura de los diodos P6KE8A, P6KE15A y P6KE18A están alrededor de 8 V, 15 V y 18 V. Debido al valor relativamente alto de estas tensiones, se cree que el mecanismo predominante es el de ruptura por avalancha. En este caso, se sabe que el valor de la tensión de ruptura es ecuación (4.3.19).

$$V_B = V_{BI} + \frac{\epsilon_S \cdot E_{CRIT}^2}{2 \cdot q} \cdot \left(\frac{1}{N_D} + \frac{1}{N_A} \right) \quad (4.3.19)$$

siendo V_{BI} la tensión de contacto de la unión, ϵ_S la permitividad dielectrica del silicio, q la carga del electrón, N_D y N_A los dopados de cada zona y E_{CRIT} el campo de ruptura del silicio.

Comparemos ahora estos diodos con los rectificadores de potencia. Se sabe que el diodo BY229 soporta 1200 V sin romperse. En cambio, el diodo P6KE15A se rompe con 15 V. Esto se consigue aumentando el dopado y disminuyendo la longitud total del diodo y ambas cosas aumentan la resistencia a los neutrones.

Efectivamente, se observó que las características antes y después de la irradiación son similares (Figs.4.3.14-16), por lo que se puede concluir que la zona de ruptura no se ha visto afectada.



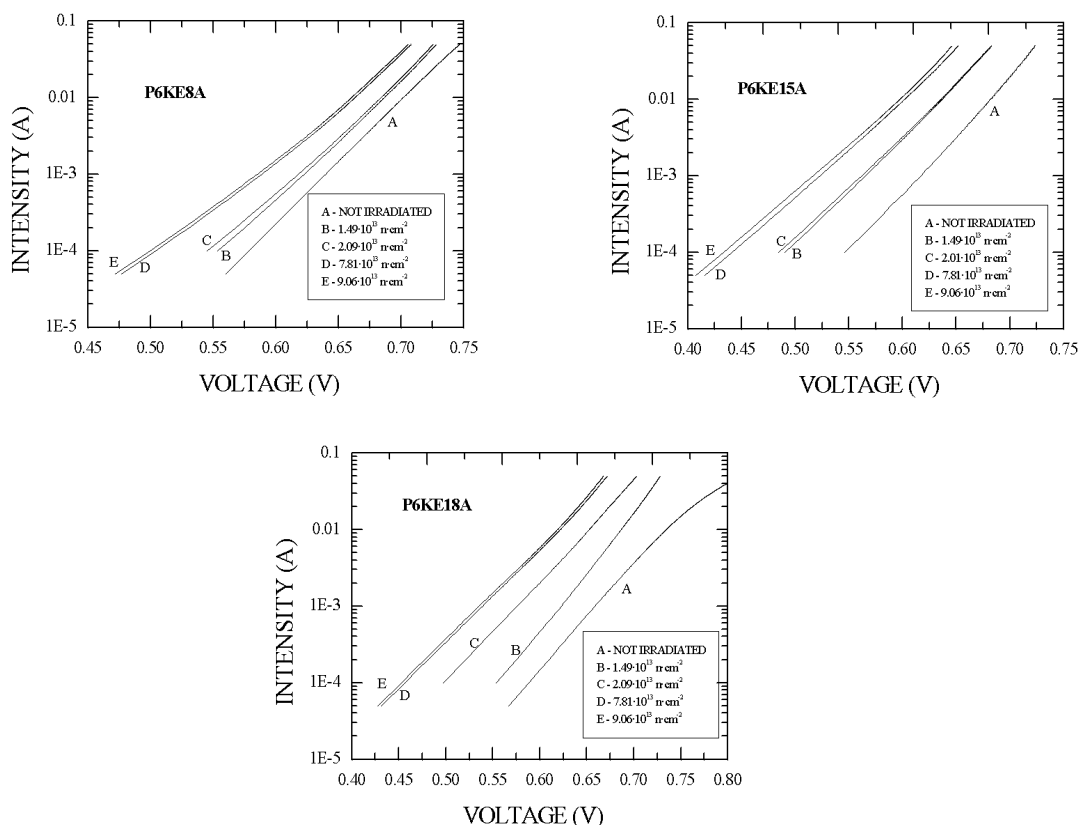


Fig.4.3.17: Diodos de P6KEXX en polarización directa

Por el contrario la zona de funcionamiento en polarización directa sí lo ha sido (Fig. 4.3.17). No hay incremento en la resistencia serie, pero si hay un aumento de las corrientes de recombinación debido a la radiación. El resultado es un incremento del valor de m desde 1.0 a 1.2-1.4 y una disminución de la caída de potencial en directa.

C. Diodos Zener

Los diodos zener se diferencian de los diodos de avalancha en que el mecanismo de ruptura se basa en el efecto túnel entre la banda de valencia de la zona p y la de conducción de la zona n . Para ello, es necesario dopar fuertemente ambas zonas para conseguir que la región de vaciamiento sea suficientemente estrecha.

El dopado de los diodos Zener es mucho mayor que el de cualquier diodo. Esto provoca que sean muy resistentes a la radiación ya que la eliminación de portadores no es importante. La reducción del tiempo de vida media sólo es interesante cuando se estudia el comportamiento en directa.

Se examinó el diodo BZX2V7, cuya ruptura se produce en torno a 2.5-3V. Se encontraron los siguientes resultados (Figs. 4.3.18-20):

- No hay variación de las características en inversa alrededor de tensión Zener.
- El valor de la resistencia serie es siempre cercana a 0Ω .
- La corriente inversa de saturación aumenta notablemente.

- El valor de m aumenta ligeramente a cause de la radiación.
- En polarización directa se han visto afectados levemente sus características.

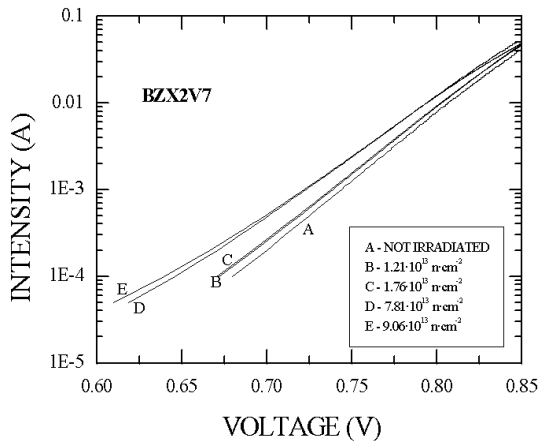


Fig. 4.3.18: Relación de V-I en directa de BZX2V7 antes y después de la irradiación

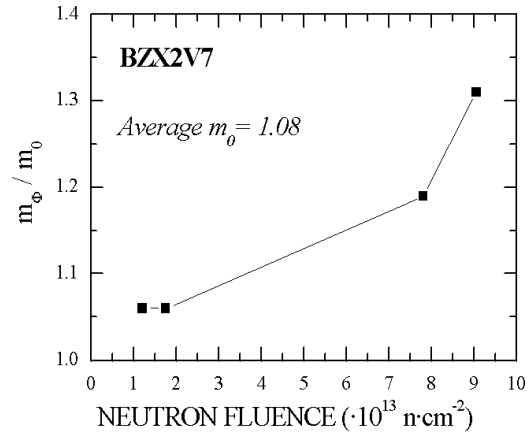


Fig. 4.3.19: Cambios de parámetro de m de BZX2V7

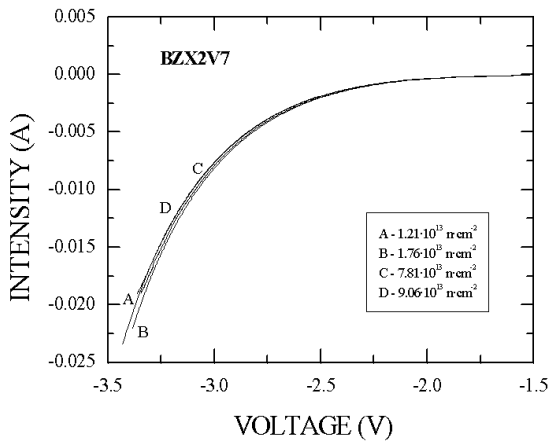


Fig. 4.3.20: Relación de V-I en inversa de BZX2V7 después de la irradiación

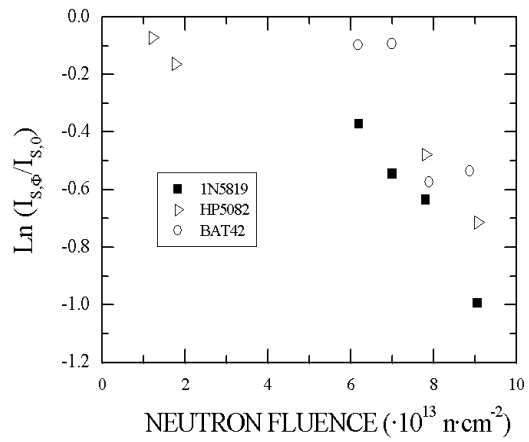


Fig. 4.3.21: Ratio entre el valor final y inicial de I_s de los diodos Schottky examinados

4.3.3.2 Diodos Schottky de silicio

A diferencia de los diodos de unión PN, el mecanismo de conducción de las uniones Schottky utilizan portadores mayoritarios, normalmente electrones. Por este motivo, sólo serán afectados por la eliminación de portadores y el aumento de la resistividad en la zona n .

Como se aprecia en la figura 4.3.21, se observa una reducción en la corriente de saturación inversa. La ecuación $\frac{I_{s,\phi}}{I_{s,0}} = e^{-\phi/K_N}$ (4.3.21) se cumple fielmente en el modelo HP5082

y, en los otros diodos, parece que es necesaria una dosis mínima para que comience a degradarse el componente. En cualquier caso, se confirma la reducción de la corriente de fuga de estos

diodos. El valor medio de la corriente de saturación inversa a 25 °C es $1.2 \cdot 10^{-8}$, $6 \cdot 10^{-7}$ y $3 \cdot 10^{-8}$ A en los diodos HP5082, 1N5819 y BAT42. Como consecuencia de esta variación de I_s se produce un incremento de la tensión en directa, V_f .

Por otra parte, no se observa variación en el valor del coeficiente m . Este valor es muy próximo a 1 por lo que el diodo Schottky es prácticamente ideal. La resistencia serie de estos diodos sólo sufre un pequeño incremento en los modelos 1N5819 y BAT42, en los que se produce un cambio de 0Ω a $0.1\text{-}0.2 \Omega$ en el modelo 1N5819 y de 1.6Ω a 1.7Ω en el diodo BAT42. En resumen, los diodos Schottky casi tienen un comportamiento ideal.

4.3.3.3 Diodos de unión PN de GaAs

Estos diodos se han utilizado como emisores de luz. Se han examinado los modelos HLMP1700 (rojo), HLMP1719 (ámbar) y HLMP1790 (verde) y se midieron las características DC así como la capacidad emisora de luz.

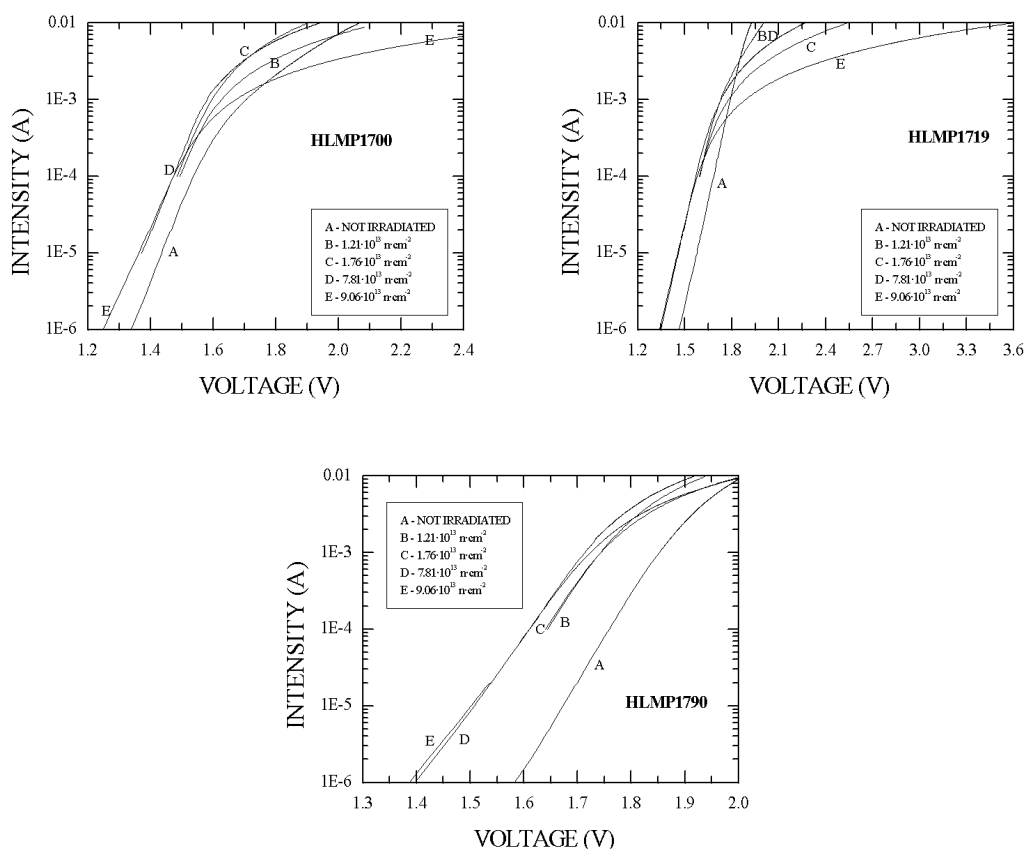


Fig. 4.3.22-24: Características en directa de I-V de LED HLMP

En las figuras 4.3.22-24 se aprecia la modificación de la característica DC de estos diodos. Se observa que el valor de la corriente de saturación inversa ha aumentado puesto que todas las curvas se han desplazado hacia la izquierda en el rango de intensidades y tensiones bajas. También se observa un cambio en la pendiente del diodo que está relacionado con la aparición de corrientes de polarización. En algunas muestras de los diodos HLMP1700 y

HLMP1719 se ha hallado que el valor de m es superior a 2. Esto puede achacarse a la aparición de corrientes de recombinación por efecto de los estados superficiales.

Curiosamente, la resistencia se incrementa más en los diodos rojo y amarillo. No se conoce la estructura interna de estos diodos por lo que no se puede aventurar una justificación.

Las propiedades ópticas de estos diodos también se han alterado significativamente. En las gráficas 4.3.25-26 se realiza una comparación entre la eficiencia de emisión de los diodos antes y después de la irradiación y el espectro de emisión de los componentes. Se observa una gran disminución de la eficiencia emisora. Los diodos no emiten apenas luz.

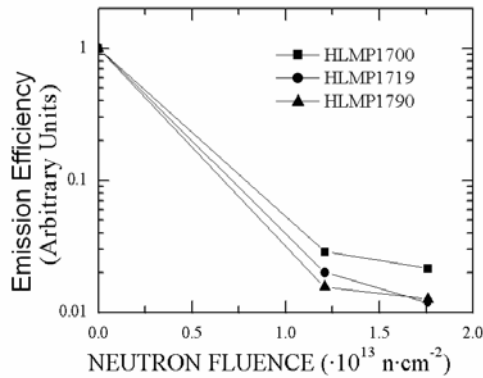


Fig.4.3.25: Eficiencia de emisión

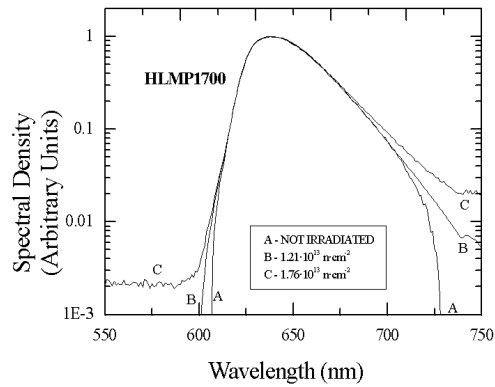


Fig.4.3.26: Espectro normalizados de emisión

4.3.3.4 Diodos de unión de Ge

Se realizó una prueba sobre el diodo OA90, construido con germanio. Las curvas que se obtuvieron antes y después de la irradiación se muestran en las figuras 4.3.27-28.

Como se aprecia, se produce un leve desplazamiento hacia la izquierda en la zona de tensiones más bajas a medida que aumenta la dosis de neutrones recibida, como ocurre en el resto de uniones PN. Por otro lado, se observa un fuerte incremento de la resistencia serie de los diodos.

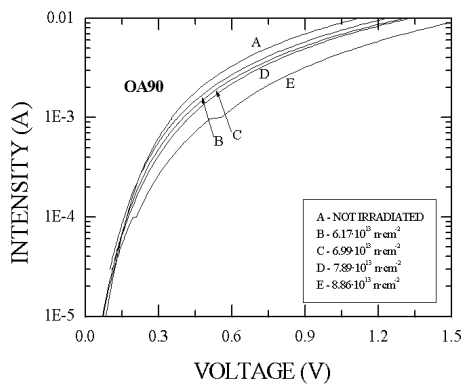
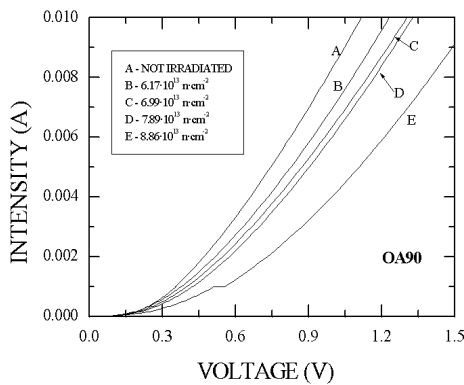


Fig. 4.3.27-28: Características en directa de diodo de Germanium OA90

4.3.3.5 Dispositivos basados en diodos o de función semejante

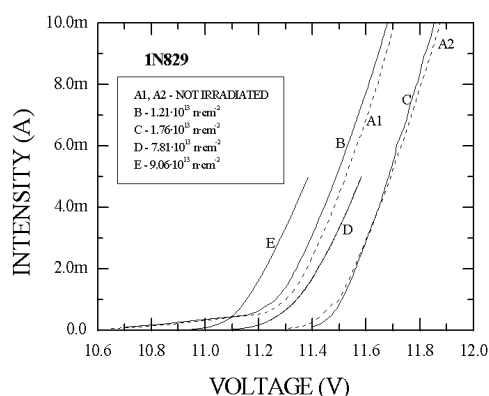
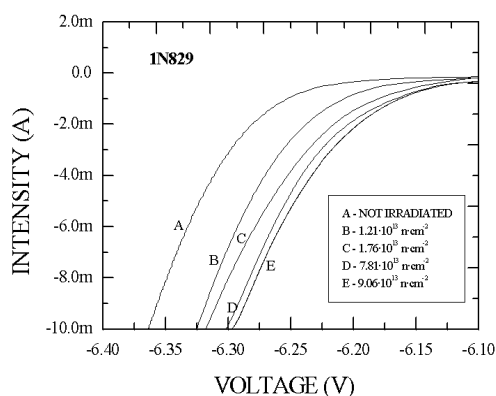
A. Diodos de referencia de tensión

Estos componentes son una pareja de diodos enfrentados de los que uno de ellos tiene una tensión de ruptura por avalancha relativamente baja. Cuando conduce este último diodo, el otro está polarizado en sentido directo. Por tanto, la caída de tensión en total es la tensión de ruptura de un diodo más la de conducción del otro. Esto se hace por el siguiente motivo: La tensión de ruptura por avalancha aumenta con la temperatura. En cambio, la tensión en directa disminuye. Diseñando cuidadosamente el dispositivo, se puede conseguir que la tensión total apenas varíe con la temperatura.

Se examinaron los diodos 1N821 y 1N829. Ambos tienen una tensión de ruptura en torno a 6-6.5V, tensiones donde conviven las rupturas por efecto Zener y por avalancha. La adición del diodo termina de estabilizar la tensión. Por otra parte, el diodo 1N829 rompe también en torno a 11V cuando se polariza de forma opuesta. Esta tensión depende de la temperatura pero puede emplearse para estudiar la evolución de las muestras. En las gráficas 4.3.29-31 que se muestran a continuación se ha representado la relación entre tensión y corriente antes y después de la irradiación.

En la figura 4.3.29 se ha representado la relación V-I del diodo 1N829 en la zona normal de trabajo. Se ha representado con la letra A la curva inicial de uno de los diodos (en concreto, la de la muestra que recibió $1.21 \cdot 10^{13} \text{ n} \cdot \text{cm}^{-2}$). Se observa un desplazamiento hacia tensiones menores del orden de 0.1-0.2V. En el caso de la ruptura en 11V del modelo 1N829, la dispersión inicial de las gráficas era tan grande que se han tenido que representar dos curvas iniciales entre las que se encontrarían todas las demás. En el caso del componente 1N821, dado que sólo se irradiaron dos muestras, se han podido representar todas las curvas, tanto iniciales como finales.

Se sabe que la tensión de ruptura no se altera en diodos zener o de avalancha. Sin embargo, se ha comprobado que la tensión en directa de cualquier diodo disminuye con la radiación.



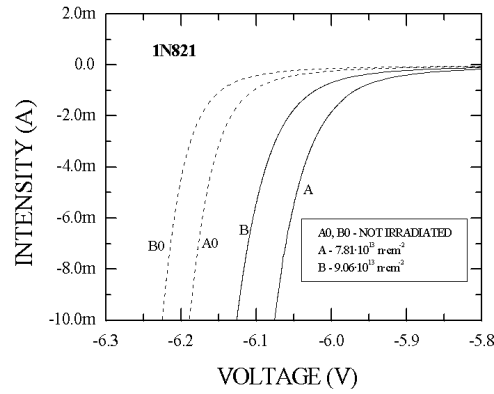


Fig. 4.3.29-31: Relación entre tensión y corriente antes y después de la irradiación de 1N821 y 1N829

B. Puentes de diodos rectificadores

Estos dispositivos son conjuntos de cuatro diodos de potencias colocados de tal forma que convierte cualquier tensión en positiva. Se caracterizaron varias muestras de los diodos DF04 y GBU8K que recibieron una dosis de $6.65\text{-}8.04 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y, aproximadamente, 1.4 kGy. En las figuras 4.3.32-35, se observó que se producía un fuerte aumento de la corriente de saturación inversa de los diodos, leves variaciones del valor de m achacables al error experimental y, sobre todo, un aumento considerable de la resistencia serie, que puede llegar a valer varias decenas de ohmio.

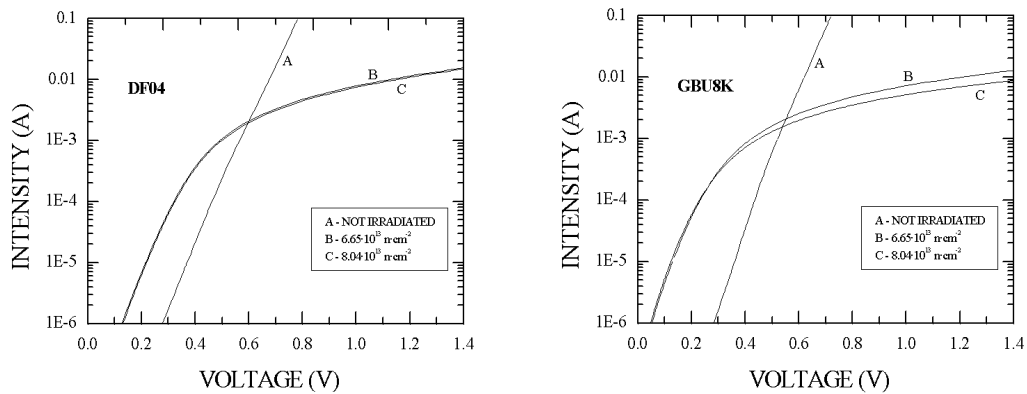


Fig. 4.3.32-33: Características en directa de puentes de diodos rectificadores de DF04 y GBU8K

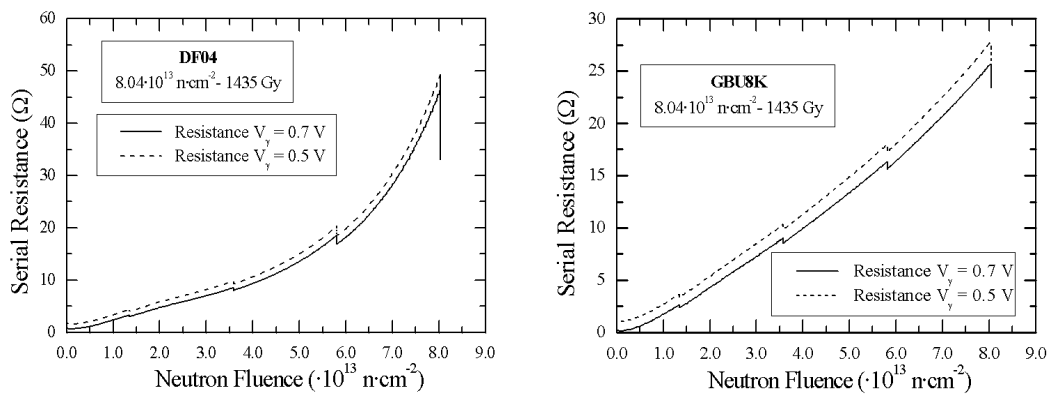


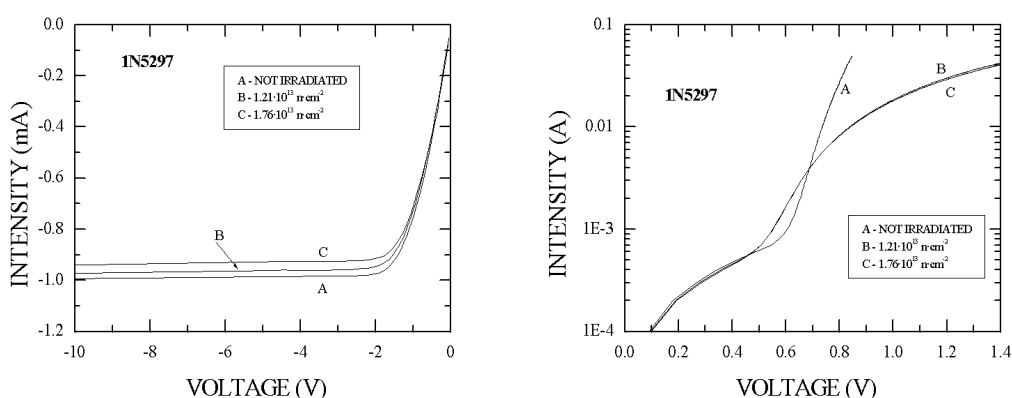
Fig. 4.3.34-35: Resistencia serie de puentes de diodos rectificadores de DF04 y GBU8K

C. Diodos de corriente constante

Los diodos 1N5297, 1N311 y 1N5314 son dispositivos que se simbolizan como diodos y que han sido diseñados especialmente para ser polarizados en inversa y que la corriente sea constante. En nuestro caso, será 1 mA, 4 mA y 5mA, respectivamente.

A pesar de que se denominen diodos, no lo son. Realmente, creemos que son transistores JFET en los que se ha unido el terminal de puerta con uno de los terminales del canal. Por esta causa, cuando están polarizados correctamente, el transistor tiene una tensión $V_{GS} = 0$, $V_{DS} > 0$ si es N-JFET o $V_{GS} = 0$, $V_{DS} < 0$ si es P-JFET. En este caso, se midieron las características en directa y en inversa (Figs.4.3.36-4.3.41). Como se aprecia, se ha producido un descenso del valor de la corriente de saturación inversa. Esto era predecible puesto que la corriente de saturación de un diodo JFET depende directamente de la movilidad y concentración de portadores del canal e inversamente de la anchura de la región de vaciamiento. Los dos primeros factores disminuyen y el último aumenta con la dosis de radiación por lo que el valor de la corriente de saturación debe disminuir, tal y como se muestra en la figura 4.3.42.

El comportamiento de la zona directa puede ser explicado fácilmente. Con tensiones bajas, la corriente circula a través del canal del NFET como si fuera una simple resistencia. Por esta causa, hasta 0.5 mA la relación es, aproximadamente, $V = I \cdot R$. Cuando la corriente aumenta, el diodo de puerta comienza a conducir. Ha sido afectado de la misma manera que los otros diodos. Por esto, la corriente de saturación inversa ha aumentado y la tensión umbral ha disminuido. De esta forma se explica que, entre 0.5 mA y 5 mA la corriente de los diodos irradiados sea mayor que la de los no irradiados. Sin embargo, se ha producido un incremento en la resistencia serie del diodo de unión. Por esto, las curvas se desplazan hacia la derecha como acontece en casi todos los diodos.



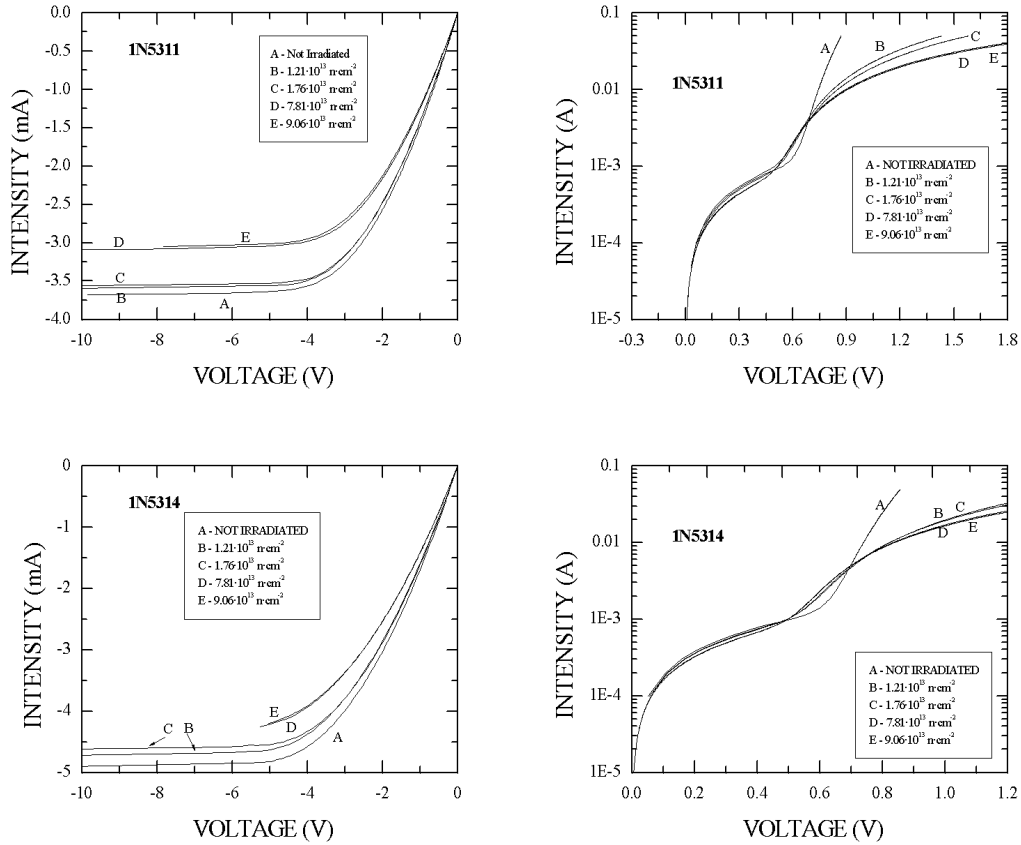


Fig. 4.3.36-41: Características en directa y en inversa de diodos de corriente constante

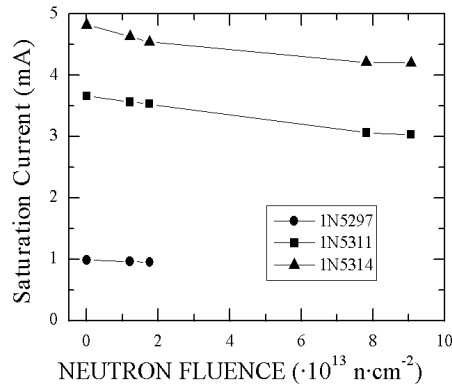


Fig.4.3.42: Diminución de la corriente de saturación

4.4 Efectos de radiación sobre transistores

Existen distintos tipos de transistores, de los cuales la clasificación más aceptada consiste en dividirlos en transistores bipolares o BJT (*bipolar junction transistor*) y transistores de efecto de campo o FET (*field effect transistor*). La familia de los transistores de efecto de campo es a su vez bastante amplia, englobando los JFET, MESFET, MOSFET, etc.

En este apartado va a ser tratado detalladamente de transistor FET, sobre todo el MOSFET de potencia. En cuanto a transistor bipolar y sus resultados relacionados con el efecto de la radiación se describió en otra tesis doctoral [Fra05].

4.4.1 Transistores JFET y MESFET

El transistor JFET fue el primer transistor desarrollado en el que el transporte de corriente no dependía de los portadores minoritarios sino de los mayoritarios.

En los transistores JEFET y MESFET, existen una zona de resistividad relativamente alta, llamada canal, entre dos puntos conocidos como *fuelle* y *drenador*. En este caso, el canal es de tipo n aunque es posible construirlos con semiconductor p . Por encima de él, existe una zona llamada *puerta*, bien de dopado opuesto (JFET), o bien un metal (MESFET). En cualquier caso, se debe producir una unión rectificadora polarizada en inversa que crea una región de vaciamiento libre de portadores. De esta forma puede controlar la corriente que atraviesa el transistor.

El transistor JFET se modela como una resistencia no lineal controlable por la tensión de puerta. Se puede demostrar que la corriente que atraviesa un transistor de este tipo es función de las tensiones entre puerta y fuente (V_{GS}) y entre drenador y fuente (V_{DS}). En el caso de un transistor de canal n , la corriente que atraviesa es:

$$I_{DS} = \begin{cases} 0, & \text{si } 0 > V_P > V_{GS} \\ I_{DSS} \left\{ 3 \left(\frac{V_{DS}}{V_{P0}} \right) - 2 \left[\left(\frac{V_{DS} + V_{BI} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{3/2} - \left(\frac{V_{BI} - V_{GS}}{V_{P0}} \right)^{3/2} \right] \right\}, & V_P < V_{GS} < 0, V_{DS} < V_{DSAT} \\ I_{DSS} \left\{ 1 - 3 \left(\frac{V_{BI} - V_{GS}}{V_{P0}} \right) \left[1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{V_{BI} - V_{GS}}{V_{P0}}} \right] \right\}, & \text{si } V_P < V_{GS} < 0, V_{DS} > V_{DSAT} \end{cases} \quad (4.4.1a-c)$$

siendo:

$$I_{DSS} = \frac{\mu_N q^2 N_D^2 W a^3}{6 \epsilon_s L} \quad (4.4.2)$$

$$V_{P0} = \frac{q a^2 N_D}{2 \epsilon_s} \quad (4.4.3)$$

$$V_P = V_{BI} - V_{P0} \quad (4.4.4)$$

$$V_{DSAT} = V_{P0} - (V_{BI} - V_{GS}) \quad (4.4.5)$$

donde μ_N es la movilidad de los portadores en el semiconductor, q la carga del electrón, N_D la concentración de portadores en el canal, W la anchura del canal, a su profundidad (distancia entre la unión y el sustrato), L la longitud del canal, ϵ_s la permitividad dieléctrica del semiconductor, V_{DSAT} la tensión de saturación y V_{BI} la tensión de contacto en la unión PN. Se ha

representado en la figura 4.4.1 la relación existente entre la tensión V_{DS} y la corriente I_{DS} para distintos valores de V_{GS} en un transistor JFET de canal n .

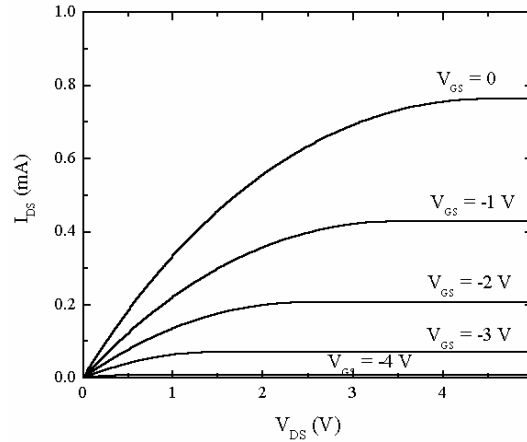


Fig. 4.4.1: Corriente que atraviesa un transistor N-JFET ideal en función de la tensión de puerta y de drenador

La máxima ganancia se consigue cuando $V_{GS} = 0$ y es:

$$g_{ms}^{\max} = \frac{3I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \sqrt{\frac{V_{BI}}{V_P}} \right) = \frac{\mu_N N_D W a}{L} \left(1 - \sqrt{\frac{V_{BI}}{V_{P0}}} \right) \quad (4.4.7)$$

4.4.2 Efectos de la radiación sobre los transistores JFET y MESFET

El transporte de corriente en este tipo de transistores se realiza por medio de portadores mayoritarios. Por esta causa, la reducción del tiempo de vida media de los portadores minoritarios, que acontece a dosis menores que la eliminación de portadores o el aumento de la resistividad, apenas les afecta. El único parámetro controlado por esta magnitud es la corriente de fuga a través de la unión entre la puerta y el canal, tal y como se vio en el apartado dedicado al diodo de unión.

El primer efecto que debe esperarse es un incremento de las fugas a través de la puerta a causa del aumento de las corrientes de recombinación. Adicionalmente, debe presentarse un aumento de la corriente que atraviesa el transistor cuando está por debajo de la tensión de *pinch-off*. Este efecto debe ser mayor en los transistores JFET que en los MESFET pues ya se vio anteriormente que las uniones Schottky son más tolerantes a la radiación que las uniones PN. Se ha constatado la existencia de este incremento en transistores JFET sometidos a daño por desplazamiento y responde perfectamente al modelo del incremento de las corrientes de recombinación [MA92, p. 637].

A medida que la irradiación progresa, la eliminación de portadores y la disminución de la movilidad comienzan a ser especialmente importante. Se puede observar que tanto V_P como I_{DSS} son proporcionales a la concentración de portadores en el canal y a la movilidad de éstos. Por tanto, se predice una reducción de estos dos valores a medida que aumenta la dosis de radiación.

Las figuras 4.4.2-4.4.3 muestran los efectos del daño por desplazamiento en estos parámetros obtenida por diferentes autores.

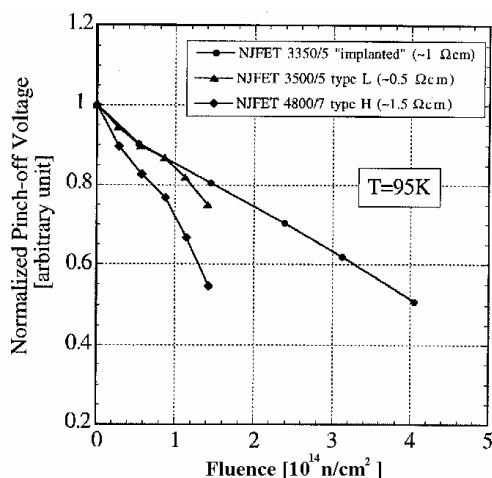


Fig. 4.4.2: Reducción de tensión de *pinch-off* de transistores JFET [Cit96]

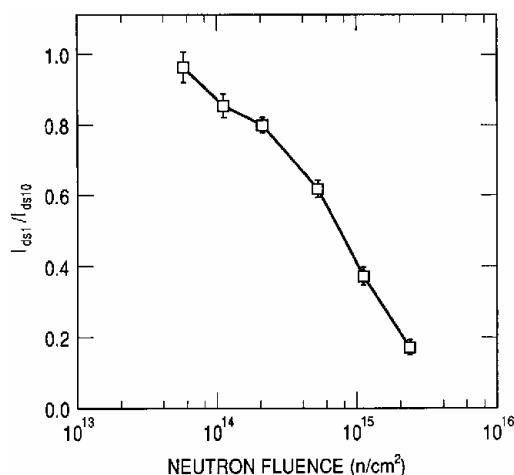


Fig. 4.4.3: Disminución de la corriente I_{DSS} en un transistor JFET [Jan88].

Los transistores de este tipo son muy resistentes a la radiación ionizante. Los efectos que se pueden dar en ellos son el aumento de las corrientes de fuga y la reducción de la anchura efectiva de las zonas neutras en transistores JFET de canal p .

4.4.3 Radiación sobre los transistores MOSFET

I. Fundamentos físicos de transistor MOSFET

Un transistor MOSFET, de canal p o n , es un dispositivo unipolar de amplio uso en el diseño electrónico. La gran mayoría de los transistores MOSFET se construyen en silicio siendo normalmente el aislante que necesita dióxido de silicio aunque se han probado otros compuestos aislantes como Si_3N_4 .

El transistor MOSFET tiene las siguientes características [Hor90], que es un dispositivo muy importante en la fabricación de circuitos integrados:

- Bilaterales (S (*Source*) o fuente y D (*Drain*) o drenador eléctricamente indistinguibles)
- Unipolares (Conduce exclusivamente por un único tipo de portadores)
- Alta impedancia de entrada: G aislada ($i_G=0$)
- Controlado por tensión
- En estado de no conducción $i_D=0$

Aplicando una tensión V_{GS} positiva se induce un canal de conducción, por la inversión del semiconductor p a n . A la tensión mínima necesaria para establecer el canal se la llama “Tensión umbral” (V_{TH}). Al aplicar una tensión V_{DS} de pequeño valor, se establecerá una intensidad Drenador-Fuente (Fig.4.4.6). En estas condiciones el canal creado se comporta como una resistencia R_{DS} . A medida que V_{GS} aumenta, el canal se enriquece de electrones, aumentando su conductividad, y disminuyendo la resistencia entre Drenador y Fuente R_{DS} . Al ir aumentando

la tensión V_{DS} se establece un gradiente de potencial en el interior del canal. El canal se deforma progresivamente, causando la variación de R_{DS} . Finalmente, para una tensión $V_{DS} = V_{DS,sat}$, el canal se estrangula por el lado del drenador, saturándose, y manteniendo constante I_D . Situándonos en la zona de saturación, trazando una línea de carga hipotética, obtendremos la característica de transferencia del transistor (Fig.4.4.7).

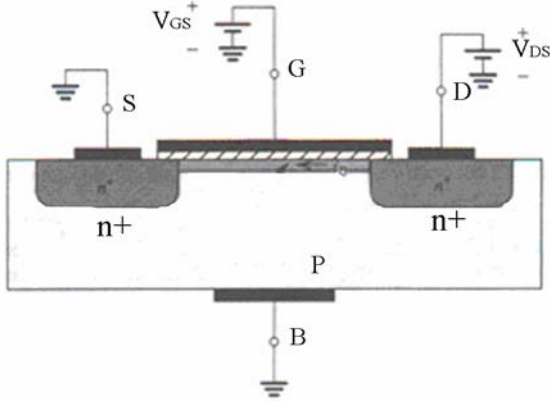


Fig.4.4.6: Una tensión V_{DS} aplicada, canal n inducido

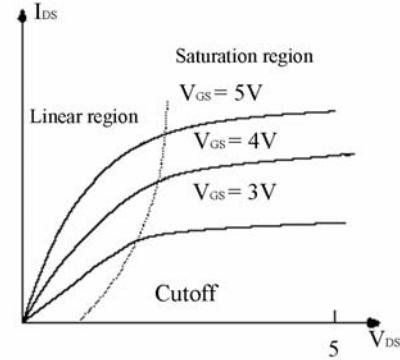


Fig.4.4.7: Característica de transferencia del transistor NMOS

Por lo tanto, un transistor NMOS conduce si la diferencia de tensión entre la puerta y la fuente es superior a la tensión umbral V_{THN} . En este caso, se encuentra en zona lineal si $V_{DS,N} < V_{GS,N} - V_{THN}$ y en saturación cuando $V_{DS,N} > V_{GS,N} - V_{THN}$. Según la Tabla 4.1, la corriente entre el drenador y la fuente se cumple la formula 4.4.8.

Tabla 4.1 Resumen de región operación de un transistor NMOS

Región de operación	Condiciones	Corriente I_{DS}
Corte	$V_{GS,N} \leq V_{THN}$	$I_{DS,N}(OFF)=0$
Lineal	$V_{GS,N} \geq V_{THN}$, and $0 \leq V_{DS,N} \leq V_{GS,N} - V_{THN}$	$I_{DS,N}(LIN)=kn[(V_{GS,N}-V_{THN})V_{DS,N} - 1/2 (V_{DS,N})^2] (1+\lambda V_{DS,N})$
Saturación	$V_{GS,N} \geq V_{THN}$ y $V_{DS,N} \geq V_{GS,N} - V_{THN} \geq 0$	$I_{DS,N}(SAT)=kn/2[(V_{GS,N} - V_{THN})^2] (1+\lambda V_{DS,N})$

$$I_{DS,N} = \begin{cases} \frac{k_n}{2} [2 \cdot (V_{GS} - V_{THN}) \cdot V_{DS} - V_{DS}^2] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \leftrightarrow si V_{DS} \leq V_{GS} - V_{THN} \\ \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_{THN})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \leftrightarrow si V_{DS} \geq V_{GS} - V_{THN} \end{cases} \quad (4.4.8)$$

El k_N o k_P se denomina transconductancia del transistor y λ es el coeficiente de modulación del canal que en general se hace igual a cero. La primera ecuación corresponde a la zona lineal del transistor y la segunda a la zona de saturación.

Las ecuaciones que rigen el comportamiento de un transistor PMOS son similares a las del NMOS salvo que las relaciones entre las tensiones cambian de signo (Tabla 4.2). El PMOS sólo puede conducir si $V_{SG,P} \geq -V_{TH,P}$ y se encuentra en zona lineal si $V_{SD,P} \leq V_{SG,P} + V_{TH,P}$ y en saturación cuando $V_{SD,P} \geq V_{SG,P} + V_{TH,P}$. Según la Tabla 4.2, la corriente entre el drenador y la fuente se puede expresar según (4.4.9).

Tabla 4.2 Resumen de región operación de un transistor PMOS

Región de operación	Condiciones	Corriente I_{DS}
Corte	$V_{SG,P} \leq -V_{TH,P}$	$I_{DS,P}(\text{OFF})=0$
Lineal	$V_{SG,P} \geq -V_{TH,P}$ y $0 \leq V_{SD,P} \leq V_{SG,P} + V_{TH,P}$	$I_{DS,P}(\text{LIN})=k_p[(V_{SG,P} + V_{TH,P}) V_{SD,P} - 1/2 (V_{SD,P})^2] (1+\lambda V_{SD,P})$
Saturación	$V_{SG,P} \geq -V_{TH,P}$ y $V_{SD,P} \geq V_{SG,P} + V_{TH,P}$	$I_{DS,P}(\text{SAT})=k_p/2[(V_{SG,P} + V_{TH,P})^2] (1+\lambda V_{SD,P})$

$$I_{DS,P} = \begin{cases} \frac{k_p}{2} [2 \cdot (V_{SG} + V_{THP}) \cdot V_{SD} - V_{SD}^2] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{SD}) \leftrightarrow \text{si } V_{SD} \leq V_{SG} - V_{THP} \\ \frac{k_p}{2} (V_{SG} + V_{THP})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{SD}) \leftrightarrow \text{si } V_{SD} \geq V_{SG} - V_{THP} \end{cases} \quad (4.4.9)$$

II. Efectos de la radiación sobre los transistores MOSFET [Ane00] [Fra05]

A. Efectos del daño por desplazamiento en transistores MOSFET

Los transistores MOSFET son dispositivos en los que el transporte de corriente se lleva a cabo por medio de portadores mayoritarios. Por esta causa, los únicos efectos que pueden observarse son los relacionados con la eliminación de portadores y el decrecimiento de la movilidad.

Un transistor MOS que haya recibido sufrido daño por desplazamiento muestra una disminución de la ganancia en corriente β a causa de la disminución de la movilidad de los portadores. Esto se traduce asimismo en un aumento de la resistencia en zona lineal del transistor. Por otra parte, se espera un aumento de las resistencias parásitas de los transistores.

Finalmente, se ha observado que la tensión de ruptura de los transistores decrece con el daño por desplazamiento a causa de la eliminación de portadores, tal y como ocurre en un diodo polarizado en inversa.

B. Efectos de la radiación ionizante en transistores MOSFET. Variación de la tensión umbral.

La radiación ionizante es muy dañina para los transistores MOSFET. La causa es la acumulación de cargas positivas en la puerta del transistor. En primer lugar, se genera una gran cantidad de pares electrón-hueco y los electrones son eliminados rápidamente. Los huecos tienden a desplazarse hacia zonas con potencial electrostático menor y algunos de ellos quedan atrapados en los defectos del óxido cristalino. Al mismo tiempo, algunos huecos arrebatan un electrón a los átomos de hidrógeno atrapado en la red cristalina y el protón resultante inicia una migración mucho más lenta hacia las mismas zonas que los huecos. Si llegan a la superficie óxido-semiconductor, se genera una gran cantidad de estados superficiales que pueden atrapar electrones.

En el caso de que un transistor NMOS, las cargas positivas atrapadas en el óxido crean un campo eléctrico desde la puerta hacia el canal que se superpone al que produce la tensión de puerta. La tensión umbral existe una dependencia de la carga atrapada en el óxido. En cualquier caso, el efecto inmediato es que la tensión umbral de un transistor NMOS disminuye puesto que existe un campo eléctrico no nulo que facilita la formación del canal. Este campo puede ser tan intenso que puede hacer incluso que la tensión umbral sea menor de 0 V.

Por otra parte, en el caso en que la puerta del transistor se encuentre polarizada positivamente, las cargas positivas se mueven hacia el semiconductor. El cambio de la tensión umbral es mayor cuanto más próximas estén las cargas a la superficie óxido-semiconductor.

Por tanto, a medida que progresa la irradiación la tensión umbral disminuye tanto por la continua creación de cargas positivas como por la aproximación de las cargas al canal del transistor. Sin embargo, si la irradiación no es muy rápida, es muy importante la generación de iones de hidrógeno que emprenden su camino hacia la interfaz óxido-semiconductor. A medida que llegan, crean estados de superficie que atrapan electrones por lo que se acumula carga negativa en una zona muy próxima a la interfaz. Estas cargas pueden compensar la acción de las cargas positivas e incluso superarla. En este momento, la tensión umbral comienza a crecer y puede llegar a ser superior incluso a la inicial.

Si la irradiación es muy rápida, el número de cargas positivas creadas es tan alto que la tensión umbral decrece sin parar. En cambio, si la irradiación es lenta, predomina la creación de estados superficiales y la tensión umbral crece tras un pequeño descenso en su valor. Puede verse que la tensión umbral alcanza un mínimo a partir del cual comienza a subir.

En el caso de que el transistor sea de tipo PMOS, las cargas son atraídas hacia la puerta y no hacia el semiconductor. Por tanto, no se pueden crear estados en la interfaz óxido-semiconductor y sólo tienen importancia las cargas acumuladas en el óxido. En un transistor

PMOS, el campo eléctrico que crea el canal va en sentido inverso al que existe en un transistor de canal n . La carga positiva se opone al campo que crea el canal y el resultado es que la tensión umbral decrece. En definitiva, el valor absoluto de la tensión umbral de un transistor PMOS se incrementa con la radiación ionizante sea cual sea su ritmo de irradiación. El comportamiento el cambio de tensión umbral de transistor NMOS y PMOS se mostrará en la figura 5.4.1.

Por otro lado, la polarización de un transistor afecta a la evolución de un transistor MOS. La causa está en que la presencia de campo favorece el desplazamiento de cargas en el óxido. En el caso de un transistor NMOS, las cargas positivas y los átomos de hidrógeno son lanzados hacia la interfaz aislante-semiconductor. Cuanto más cerca se encuentren las cargas de esta superficie, mayor será su efecto sobre el canal. Por tanto, un transistor NMOS que se encuentra en conducción cuando es irradiado se degrada más que otro en corte cuando son irradiados.

En cambio, en un transistor PMOS, las cargas positivas son atraídas hacia la puerta y se alejan del canal. Por tanto, un transistor de este tipo se degrada menos cuando está en conducción que cuando no lo está. Otra de las diferencias entre los transistores PMOS y NMOS es que una oscilación en la tensión de puerta aumenta la tolerancia de un PMOS pero disminuye la de un NMOS. Una de las consecuencias más importantes del desplazamiento de la tensión umbral es que se modifican los niveles de conmutación de los circuitos digitales pudiendo desaparecer incluso la capacidad de hacerlo [Ker88].

Además, hay que tener en cuenta la influencia de la temperatura durante la irradiación. La temperatura disminuye la movilidad de las cargas por lo que en un transistor PMOS evita que las cargas se acerquen al electrodo de puerta. Recordemos que cuanto más lejos esté una carga del canal, menor será su influencia por lo que se deduce que un transistor PMOS tolera menos la radiación cuando está a baja temperatura [MA92, p. 320]. En cambio, un transistor NMOS será más resistente cuanto menor sea la temperatura puesto que las cargas atrapadas tardan mucho más en acercarse al canal.

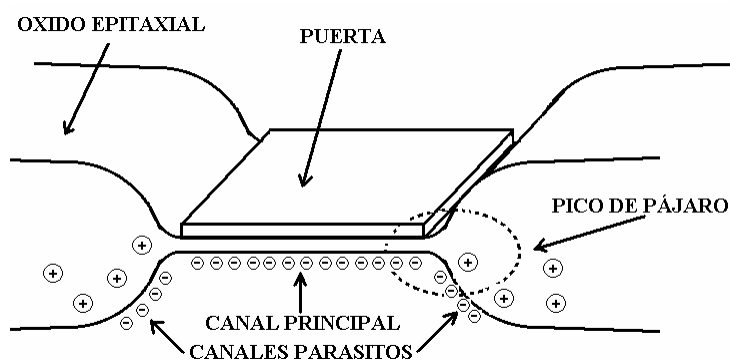


Fig. 2.9: Creación de canales parásitos en un NMOS a causa de la acumulación de carga positiva en la zona de pico de pájaro del óxido epitaxial.

C. Efectos de la radiación ionizante en transistores MOS. Conducción por debajo de la tensión umbral y fugas a través del óxido epitaxial.

El segundo efecto que puede observarse en los transistores irradiados es el incremento de la corriente de conducción por debajo de la tensión umbral en transistores NMOS [Sro88]. A semejanza del incremento de la tensión umbral, este fenómeno es producido por el anclaje de carga positiva en el óxido sobre el sustrato de silicio. Sin embargo, en este caso es importante la carga que se acumula en el borde del óxido de puerta, exactamente en la zona de contacto entre la puerta y el óxido epitaxial (Fig.2.9). Esta zona se conoce como “*pico de pájaro*” [Fla98, Ane00] a causa de su forma afilada. La carga que se acumula en esta zona puede atraer electrones generando un par de canales parásitos que acabarán por poner en contacto la fuente y el drenador. Estos canales son semejantes a transistores NMOS adicionales sin terminal de puerta que aumentan la capacidad de conducción del transistor hasta niveles de corriente mucho mayores que los que se observan en transistores no irradiados. A semejanza de la tensión umbral, el incremento de esta corriente modifica la relación entrada-salida en circuitos digitales ya que modifican los niveles de conmutación y los márgenes de ruido [Ker88].

La creación de canales parásitos no sólo puede producirse entre la fuente y el drenador de un transistor NMOS. A veces es posible que aparezca el canal parásito entre dos zonas n de diferentes transistores NMOS. Además del hecho de cambiar el punto de operación del circuito, las corrientes de fuga producen un significativo aumento de la corriente consumida por el dispositivo en el que están integrados los dos transistores. Este incremento del consumo de corriente es muy importante en los circuitos integrados en tecnologías de efecto campo [Fac00].

Pero no hay que restringirse sólo al caso de circuitos diseñados en tecnología CMOS. Los canales parásitos pueden unir cualquier tipo de zona n en circuitos integrados [Fac00]. Ya se vio que estos canales eran los responsables de la aparición de corrientes parásitas en diodos, de la reducción de la ganancia de transistores bipolares, etc. En general, no hay dispositivo electrónico integrado que se libre de la aparición de corrientes parásitas a causa de la acumulación de cargas en el óxido epitaxial.

D. Efectos de la radiación ionizante en transistores MOS. Variación de la movilidad superficial y variación de la transconductancia.

El último efecto que se produce en transistores MOSFET sometidos a radiación ionizante es la disminución de la movilidad superficial, ya que los estados de superficie dificultan el movimiento de los portadores. La movilidad de éstos depende del número de trampas creadas por los estados de superficie y puede calcularse con la expresión (2.15).

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \alpha \cdot (\Delta N_{it})} \quad (2.15)$$

En el que μ_0 es la movilidad inicial, α un parámetro que depende de la tecnología y ΔN_{it} la densidad de trampas creadas por la radiación.

Esta disminución de la movilidad tiene una serie de consecuencias importantes. En primer lugar, la transconductancia β ($\beta = k_N/2$ o $k_P/2$) de los transistores disminuye proporcionalmente a la movilidad, observándose también una disminución en los valores de la ganancia en pequeña señal del transistor, la resistencia equivalente en la zona óhmica, etc.

4.4.4 Resultados examinados de transistores MOSFET de potencia

A. Transistores MOSFET de potencia irradiados

Con el desarrollo tecnológico y evolución de la electrónica, la capacidad de los dispositivos semiconductores para soportar cada vez mayores niveles de tensión y corriente ha permitido su uso en aplicaciones de potencia. Es así como actualmente los transistores son empleados en convertidores estáticos de potencia.

Los transistores MOSFET de potencia examinados fueron IRF640N y IRFP460N, que son la quinta generación HEXFET MOSFETs de potencia de International Rectifier, utilizando tecnología avanzada de elaboración para obtener resistencias más baja por área de silicio.

Cuatro muestras de cada MOSFET de potencia fueron irradiadas en dos grupos con una dosis de $9.7 \times 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1465Gy, $1.75 \times 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 770Gy, respectivamente.

B. Resultados experimentales

B.1 Tensión umbral

La tensión umbral de las muestras examinadas disminuye monótonamente, excepto uno de IRFP460 que se redujo directamente a cero tan pronto como la irradiación comenzó (Figs. 4.4.8-4.4.9). Se observa que los dispositivos irradiados a la dosis más baja sufren menos descenso en la tensión umbral que los irradiados a dosis alta. Este comportamiento se domina por la presencia de carga atrapada en el óxido, mientras que las trampas en la interfaz juegan un papel relativamente pequeño en el funcionamiento de estos dispositivos. No se pudo obtener la tensión umbral inferior a 0V en medida on-line. Quizás hay un cambio negativo en la tensión umbral tal y como se ha sido descrito anteriormente y en [Sch88].

Además, la tensión umbral aumentó solamente 0.1V en IRF640N examinado después de 80 horas de descanso y en IRFP460 cambia desde 0.64V a 0.69V. Es decir, la recuperación es no tan importante en estos dispositivos.

El cambio de tensión umbral se pudo ser ajustado por medio de una función exponencial de la dosis gamma. Los resultados son las siguientes, donde γ es la dosis de radiación gamma.

$$1^\circ \text{ muestra de IRF640N: } V_{TH} = 3.391 \cdot e^{-0.004 \cdot \gamma}$$

$$2^\circ \text{ muestra de IRF640N: } V_{TH} = 3.387 \cdot e^{-0.0049 \cdot \gamma}$$

$$3^\circ \text{ muestra de IRFP460: } V_{TH} = 2.198 \cdot e^{-0.002 \cdot \gamma}$$

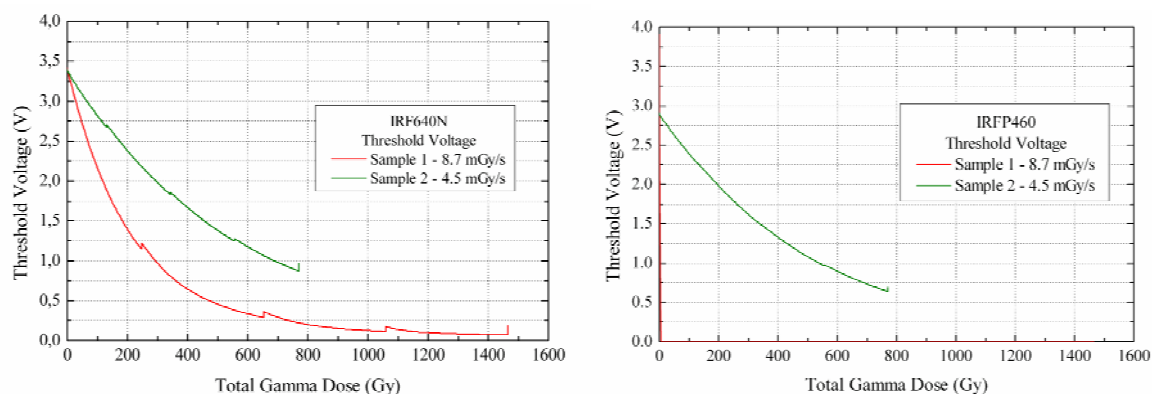


Fig.4.4.8: Tensión umbral contra la dosis total gamma de IRF640N y IREP460

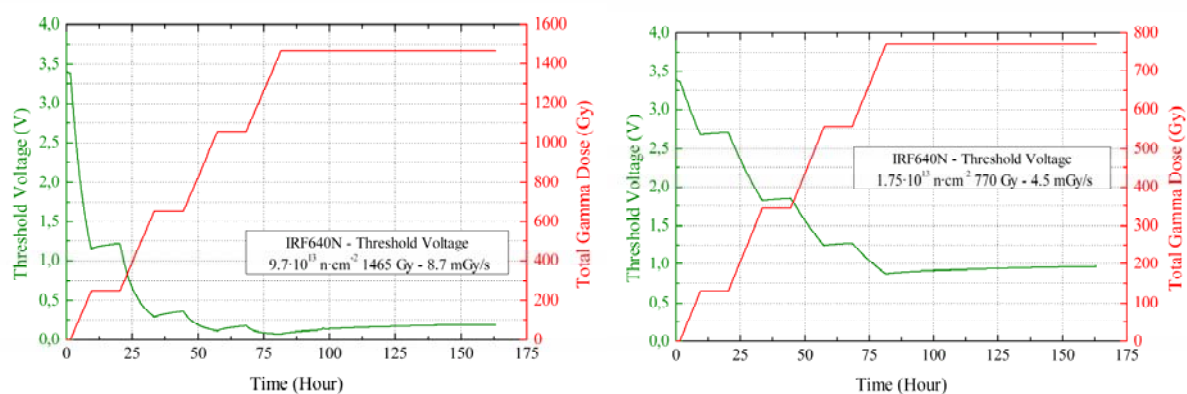


Fig.4.4.9: Tensión umbral contra la dosis total gamma y tiempo de IRF640N

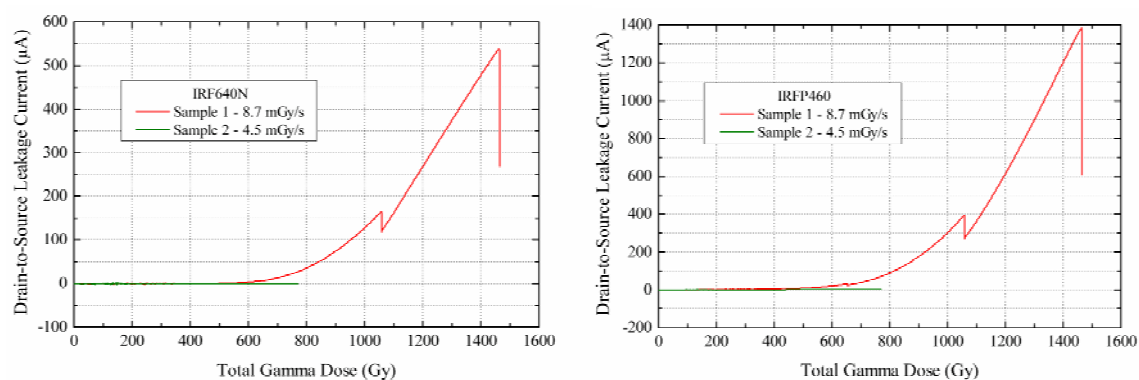


Fig.4.4.10: Corrientes de fuga desde drenador a fuente contra la dosis total gamma de IRF640N y IREP460

B.2 Corrientes de fuga

No hubo cambios de corrientes de fuga desde puerta a fuente en ninguna de las muestras irradiadas durante la radiación. Se observó que aparecieron corrientes de fuga desde drenador a fuente solamente cuando la dosis de radiación llegó a un valor de 500 Gy, y después aumentó con el incremento de la dosis de radiación (Fig.4.4.10). Para explicar este comportamiento, deducimos que la tensión umbral cambió desde un valor positivo a otro negativo. Es decir, $V_{GS} = 0 > V_{TH}$, el transistor comenzó a conmutar, a causa de $V_{DS} \geq V_{GS} = 0$, el transistor se encuentra en la región saturación. Por tanto, las corrientes desde fuente a drenador son dominadas por el valor de V_{TH} .

B.3 Corriente suministrada (Supply current)

Uno de los parámetros más importantes de MOSFET de potencia es la máxima corriente que puede suministrar y es afectada en inversa por el cambio positivo de la tensión umbral. La generación de trampas de interfaz puede provocar una reducción significativa en la capacidad de drenar de corriente.

CAPÍTULO 5

EFECTOS DE LA RADIACIÓN SOBRE LOS SWITCHES ANALÓGICOS

5.1. Descripción de *switches* analógicos en CMOS

El *switch* analógico es un componente electrónico muy utilizado en la conmutación de señales. Según su topología, los *switches* se clasifican en dos grupos. El primer grupo de *switches* se denomina *Single Pole Double Throw* (SPDT) y son equivalentes a multiplexores de dos canales. El segundo grupo se denomina *Single Pole Single Throw* (SPST). Este capítulo se centrará en *switches* SPST que se fabrican en tecnología CMOS.

5.1.1 *Switch* analógico SPST en CMOS

Los *switches* SPST constan de un canal que presenta dos estados diferentes según el valor de una entrada lógica: Abierto o de elevada impedancia, cerrado o de baja impedancia. A diferencia de los JFET, los *switches* basados en tecnología CMOS se caracterizan por utilizar un doble canal. Básicamente, están formados por un transistor NMOS en paralelo con otro PMOS. El motivo es que la resistencia equivalente de un transistor depende de la tensión entre la puerta y la fuente y, colocando un par complementario, se garantiza que la resistencia del canal sea bastante constante [Fai][Mix]. En las figuras 5.1.2 a-b se muestra la estructura típica de un *switch* así como la resistencia equivalente del paralelo.

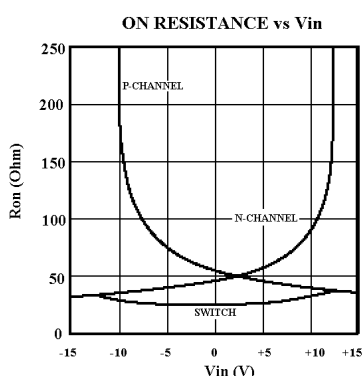


Fig.5.1.2 a: Resistencia equivalente de un Switch

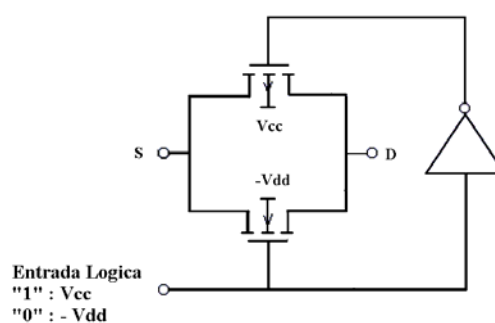


Fig.5.1.2 b: Esquema simplificado de un Switch CMOS

La topología de un *switch* CMOS consta de las siguientes partes: etapa lógica de entrada, ajuste de nivel/drive y un canal analógico (Fig.5.1.4). La etapa lógica de entrada se convierte la entrada eléctrica principal en un valor lógico. La función de ajuste de nivel/drive es el cambio del valor lógico en tensiones eléctricas que actúan sobre el canal analógico de la forma más adecuada. En esta etapa se incluye un inversor CMOS para obtener el valor complementario de la salida principal.

Los *switches* en CMOS se dividen en dos familias. La primera de ellas es la de los *switches* de *alta tensión*. Los *switches* que se muestran en la figura 5.1.4 pertenecen a esta familia. En este esquema se observa la etapa lógica de entrada, el adaptador de nivel y el canal.

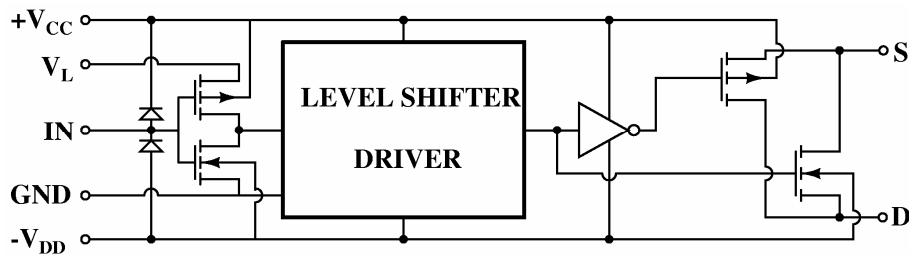


Fig. 5.1.4: Estructura interna de un *switch* analógico

En otros casos, se prefiere que el sustrato del transistor NMOS no se encuentre conectado directamente a la alimentación negativa, sino que pueda cortocircuitarse alternativamente con la fuente o con el sustrato según el estado del *switch*. Esto se consigue con la estructura de canal de la figura 5.1.5 y la familia de *switches* con este esquema se llama *switches* de *precisión*.

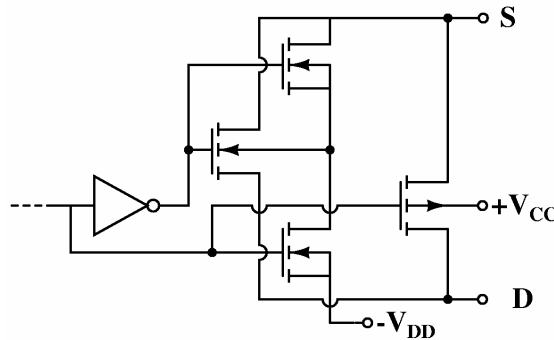


Fig.5.1.5: Estructura de *switches* de precisión

Cuando el transistor NMOS conduce, su sustrato está unido al terminal S. En cambio, cuando está abierto, se une a la alimentación negativa. Esto se lleva a cabo para eliminar la influencia de la tensión de sustrato sobre la tensión umbral V_T del transistor NMOS puesto que

$$V_T = V_{TO} + \gamma \cdot (\sqrt{\phi_B + V_{SB}} - \sqrt{\phi_B}) \quad (5.1.1)$$

Siendo ϕ_B la tensión en la interfaz óxido-sustrato y γ un coeficiente que depende del dopado del sustrato y de las características del óxido de puerta. Se puede apreciar que, con el

par de NMOS adicionales, la tensión umbral del NMOS del canal es constante cuando conduce y tiene el máximo valor cuando está abierto [Nea92].

5.1.2 Fundamentos físicos de un inversor CMOS [DeM96 p.336-345]

La tecnología CMOS es la más utilizada actualmente para la construcción de circuitos integrados digitales, desde todo tipo de puertas lógicas hasta circuitos como memorias y microprocesadores a causa de que su disipación de potencia es menor, su retardo de propagación y sus tiempos de subida y bajada son comparables con tecnologías más rápidas. El inversor CMOS es un dispositivo utilizado en los *switches* analógicos. En la figura 5.1.6 se muestra la

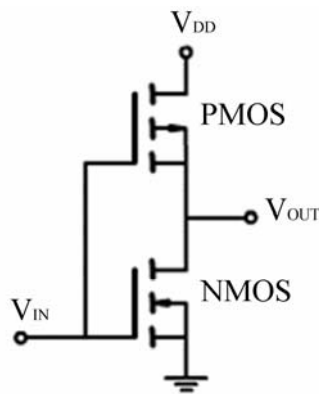


Fig.5.1.6: Inversor CMOS

configuración del inversor CMOS, los drenadores de un transistor de canal *p* y uno de canal *n* están unidos, y se aplica entre la fuente una tensión de alimentación V_{DD} . La salida está tomada en el drenador común. La entrada V_{IN} varía en todo el margen de V_{DD} . Como es de observar los transistores operan de forma complementaria. Cuando la tensión de entrada se encuentra en alta (1 lógico), el transistor NMOS entra en estado de conducción y el transistor PMOS entra en corte, haciendo que la salida quede en baja (0 lógico). La situación inversa ocurre cuando la tensión de entrada se encuentra en baja.

5.1.3 Cálculo de la característica de transferencia de la tensión del inversor CMOS

A. La entrada de tensión baja V_{IL}

Supongamos que la salida de tensión alta $V_{OH} = V_{DD}$ y la salida de tensión baja $V_{OL} = 0$. Cuando hay una tensión entrada V_{IN} , pequeña, pero superior a V_{THN} , el transistor NMOS está saturado, mientras que PMOS está en zona lineal. Sustituyendo $V_{GS,N} = V_{IN}$, $V_{SG,P} = V_{DD} - V_{IN}$ y $V_{SD,P} = V_{DD} - V_{OUT}$ en las corrientes de los drenadores de canal *n* en saturación y canal *p* en lineal, tenemos

$$I_{D,N}(SAT) = \frac{k_N}{2} [(V_{GS,N} - V_{THN})^2] = \frac{k_N}{2} [(V_{IN} - V_{THN})^2]$$

y

$$\begin{aligned} I_{D,P}(LIN) &= k_P \left[(V_{SG,P} + V_{THP}) V_{SD,P} - \frac{1}{2} (V_{SD,P})^2 \right] \\ &= k_P \left[(V_{DD} - V_{IN} + V_{THP})(V_{DD} - V_{OUT}) - \frac{1}{2} (V_{DD} - V_{OUT})^2 \right] \end{aligned}$$

Con $I_{D,N} = I_{D,N}(V_{IN})$ y $I_{D,P} = I_{D,P}(V_{IN}, V_{OUT})$ igualando las diferenciales de las corrientes de drenador del NMOS con la de PMOS, hallamos

$$dI_{D,N}(V_{IN}) = dI_{D,P}(V_{IN}, V_{OUT})$$

$$\frac{dI_{D,N}}{dV_{IN}} dV_{IN} = \frac{\partial I_{D,P}}{\partial V_{IN}} dV_{IN} + \frac{\partial I_{D,P}}{\partial V_{OUT}} dV_{OUT}$$

Teniendo en cuenta que V_{IN} será V_{IL} cuando dV_{OUT}/dV_{IN} es igual a -1, podemos obtener

$$\frac{dV_{OUT}}{dV_{IN}} = \frac{dV_{OUT}}{dV_{IL}} = \frac{\frac{dI_{D,N}}{dV_{IL}} - \frac{\partial I_{D,P}}{\partial V_{IL}}}{\frac{\partial I_{D,P}}{\partial V_{OUT}}} = -1$$

Es decir

$$\frac{dI_{D,N}}{dV_{IL}} - \frac{\partial I_{D,P}}{\partial V_{IL}} = -\frac{\partial I_{D,P}}{\partial V_{OUT}}$$

Sustituyendo las derivadas, obtenemos

$$k_N (V_{IL} - V_{THN}) + k_P (V_{DD} - V_{OUT}) = -k_P \left[-(V_{DD} - V_{IL} + V_{THP}) + (V_{DD} - V_{OUT}) \right]$$

Resolviendo para V_{IL} se tiene la expresión lineal

$$V_{IL} = \frac{2V_{OUT} - V_{DD} + V_{THP} + \frac{k_N}{k_P} V_{THN}}{1 + \frac{k_N}{k_P}} \quad (5.1.2)$$

La segunda ecuación referente a V_{IL} y V_{OUT} (IL) la obtenemos igualando la corriente de NMOS a la de PMOS:

$$\frac{k_N}{2} \left[(V_{IL} - V_{THN})^2 \right] = k_P \left[(V_{DD} - V_{IL} + V_{THP})(V_{DD} - V_{OUT}) - \frac{1}{2} (V_{DD} - V_{OUT})^2 \right] \quad (5.1.3)$$

Utilizando *toolbox symbolic* de *MATLAB*, como las funciones *sys*, *subs*, y *solve* etc. hallamos la solución (5.1.4) de la ecuación cuadrática (5.1.3).

$$V_{IL} = V_{THN} + \frac{\left[3 + k'_R + 2\sqrt{k'_R(k'_R + 3)} \right]}{(k'_R + 3)(k'_R - 1)} \times V' = V_{THN} + C \times V' \quad (5.1.4)$$

$$\text{donde } k'_R = \frac{k_N}{k_P}, V' = (V_{DD} - V_{THN} + V_{THP}) \text{ y } C = \frac{\left[3 + k'_R + 2\sqrt{k'_R(k'_R + 3)} \right]}{(k'_R + 3)(k'_R - 1)}.$$

B. La entrada de tensión alta V_{IH}

La solución de la entrada de tensión alta V_{IH} es también parecida a la de V_{IL} . En NMOS, sustituyendo $V_{GS,N} = V_{IN}$, $V_{SG,P} = V_{DD} - V_{IN}$ y $V_{DS,N} = V_{OUT}$ a la expresión de la corriente de drenador de NMOS en lineal y la de PMOS en saturación, tenemos

$$\begin{aligned} I_{D,N}(LIN) &= k_N \left[(V_{GS,N} - V_{THN}) V_{DS,N} - \frac{1}{2} (V_{DS,N})^2 \right] \\ &= k_N \left[(V_{IN} - V_{THN}) V_{OUT} - \frac{1}{2} (V_{OUT})^2 \right] \\ \text{y } I_{D,P}(SAT) &= \frac{k_P}{2} \left[(V_{DD} - V_{IN} + V_{THP})^2 \right] \end{aligned}$$

Con $I_{D,N} = I_{D,N}(V_{IN}, V_{OUT})$ y $I_{D,P} = I_{D,P}(V_{IN})$ igualando la diferencial de la corriente de drenador de NMOS con la de drenador de PMOS, obtenemos

$$\begin{aligned} dI_{D,N}(V_{IN}, V_{OUT}) &= dI_{D,P}(V_{IN}) \\ \frac{dI_{D,P}}{dV_{IN}} dV_{IN} &= \frac{\partial I_{D,N}}{\partial V_{IN}} dV_{IN} + \frac{\partial I_{D,N}}{\partial V_{OUT}} dV_{OUT} \end{aligned}$$

Resolviendo para dV_{OUT}/dV_{IN} e igualándolo a -1, tenemos

$$\frac{dV_{OUT}}{dV_{IN}} = \frac{dV_{OUT}}{dV_{IH}} = \frac{\frac{dI_{D,P}}{dV_{IH}} - \frac{\partial I_{D,N}}{\partial V_{IH}}}{\frac{\partial I_{D,N}}{\partial V_{OUT}}} = -1$$

Es decir

$$\frac{dI_{D,P}}{dV_{IH}} - \frac{\partial I_{D,N}}{\partial V_{IH}} = - \frac{\partial I_{D,N}}{\partial V_{OUT}}$$

Sustituyendo las derivadas, obtenemos

$$-k_N [(V_{IH} - V_{THN}) V_{OUT}] = -k_P (V_{DD} - V_{IH} + V_{THP}) - k_N V_{OUT}$$

Resolviendo para V_{IH} tenemos la expresión lineal

$$V_{IH} = \frac{V_{DD} + V_{THP} + \frac{k_N}{k_P} (V_{THN} + 2V_{OUT})}{1 + \frac{k_N}{k_P}} \quad (5.1.5)$$

La segunda ecuación referente a V_{IH} y V_{OUT} (IH) se obtiene igualando la corriente de NMOS a la de PMOS:

$$k_N \left[(V_{IH} - V_{THN}) V_{OUT} - \frac{1}{2} (V_{OUT})^2 \right] = \frac{k_P}{2} \left[(V_{DD} - V_{IH} + V_{THP})^2 \right] \quad (5.1.6)$$

También utilizando *toolbox symbolic* de *MATLAB*, hallamos la solución (5.1.7) de la ecuación cuadrática (5.1.6).

$$V_{IH} = V_{THN} + \frac{\left[k_R (k_R + 3) + 2\sqrt{k_R (k_R + 3)} \right]}{(k_R + 3)(k_R - 1)} \times V' = V_{THN} + C' \times V' \quad (5.1.7)$$

donde $k_R = \frac{k_P}{k_N}$, $V' = (V_{DD} - V_{THN} + V_{THP})$ y $C' = \frac{\left[k_R (k_R + 3) + 2\sqrt{k_R (k_R + 3)} \right]}{(k_R + 3)(k_R - 1)}$.

Según las expresiones (5.1.4) y (5.1.7), supongamos un inversor de área mínima en que $V_{THN} = 1V$, $V_{DD} = 5V$, $k_R = 1.25$, $k_R' = 0.8$, y $V_{THP} \in [-3, 0]$, obtenemos la figura (5.1.8) del V_{IL} y V_{IH} en función de V_{THP} . Como se ve en la figura V_{IL} y V_{IH} varían con V_{THP} y V_{THN} de forma lineal.

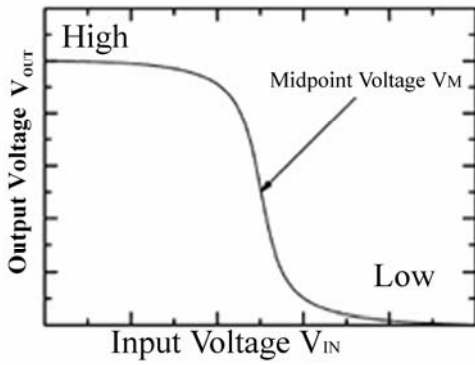


Fig. 5.1.7: Función de transferencia de un inversor CMOS

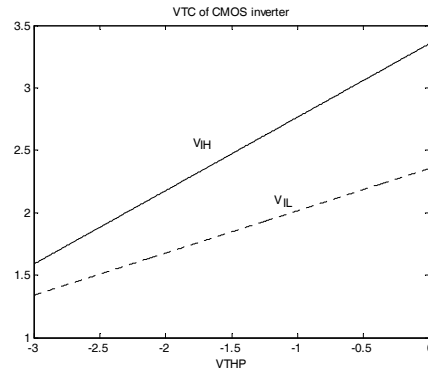


Fig. 5.1.8: Funcionamiento de V_{IL} y V_{IH} varían con V_{THP}

C. Tensión de punto medio V_M (Midpoint Voltage)

Cuando $V_{IN} = V_{OUT} = V_M$ el transistor NMOS y PMOS están saturado. Sustituyendo $V_{GS,N} = V_M$ y $V_{SG,P} = V_{DD} - V_M$ a las corrientes de los drenadores, tenemos

$$I_{D,N}(SAT) = \frac{k_N}{2} \left[(V_{GS,N} - V_{THN})^2 \right] = \frac{k_N}{2} \left[(V_M - V_{THN})^2 \right]$$

y

$$I_{D,P}(SAT) = \frac{k_P}{2} \left[(V_{DD} - V_M + V_{THP})^2 \right]$$

Igualando la corriente de drenador de NMOS a la de PMOS y resolviendo para V_M hallamos:

$$V_M = \frac{V_{DD} + V_{THP} + V_{THN} \sqrt{\frac{k_N}{k_P}}}{1 + \sqrt{\frac{k_N}{k_P}}} \quad (5.1.8)$$

5.2 Evolución del efecto de radiación sobre *switches* analógicos en tecnología CMOS

Los *switches* examinados fueron los modelos ADG212, ADG412, de *Analog*, DG212, MAX313 y MAX332, de *Maxim*, y DG212 Y DG412, de *Vishay*. Los modelos 212 y 332 son *switches* de alta tensión en tanto que los modelos 412 y 313 son *switches* de precisión. En la tabla 5.2.1 se presente la dosis total de radiación de neutrones y radiación gamma adicional para los *switches* irradiados.

TABLA 5.2.1: DOSIS TOTAL DE RADIATION RECIBIDAS LOS SWITCHES EXAMINADOS

Switch	NIEL $\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$	TID Gy (Si)	D.R. Gy (Si)/h
ADG212	6.39	1720	28.7
ADG412	6.39	1720	28.7
DG212(Vishay)	5.61	1660	27.7
DG412(Vishay)	5.61	1660	27.7
MAX332	4.91	1580	26.3
DG212(Maxim)	4.28	1520	25.3
MAX313	4.28	1520	25.3

5.2.1 Degradación on-line del switch de alta tensión

Hay cuatro *switches* analógicos de diferentes fabricantes que pertenecen al tipo de alta tensión, *ADG212AKN* de *Analog Devices*, *DG212CJ* de *Vishay-Siliconix*, *DG212CJ* de *Maxim* y *MAX332* de *Maxim*. En el apartado siguiente se describirán sus resultados medidos *on-line*.

5.2.1.1 Dosis máxima de radiación soportada por los switches

En las figuras 5.2.2-5.2.5 se muestran las dosis máximas soportadas por *ADG212AKN*, *DG212CJ* (*Vishay-Siliconix*), *DG212CJ* (*Maxim*) y *MAX332* (*Maxim*) respectivamente. Las cuatro muestras de *ADG212AKN* son destruidas cuando la dosis total acumulada es $2.17\text{-}2.23 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (584-600Gy). La destrucción es prácticamente simultánea en todos los canales del *switch* y para todos los niveles de tensión en la entrada de control que cierran el *switch*. No se ha observado recuperación del *switch* después del enfriamiento de los circuitos tras la irradiación.

Los cuatro *switches* del circuito integrado *DG212CJ* de *Vishay-Siliconix* cesan de funcionar cuando la dosis total acumulada es $4.6\text{-}4.7 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1362-1391 Gy.

En cuanto a las cuatro muestras de *DG212CJ* de *Maxim* no existe una única dosis que destruya el *switch* puesto que dos canales dejan de funcionar con unas dosis relativamente bajas ($9.4 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 303 Gy) y los otros dos aún conmutan incluso tras haber recibido la máxima dosis de radiación.

MAX332 es muy parecido al componente *DG212CJ* de *Maxim* y la única diferencia es que tiene menores tiempos de conmutación. Todos los *switches* son destruidos con dosis entre $6\text{--}8 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (193-258 Gy). Algunos de ellos dejan de funcionar con dosis algo menores pero el descanso de 10 horas del reactor cuando la dosis total acumulada es $5.33 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 172 Gy permite un recocido tras el cual el *switch* puede conmutar de nuevo.

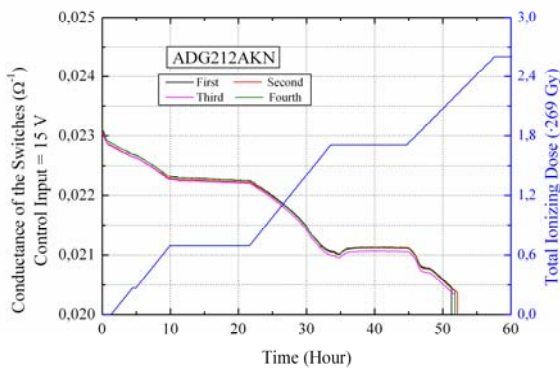


Fig. 5.2.2: Evolución de la conductancia de ADG212 en función de TID y tiempo ($V_{in}=15V$)

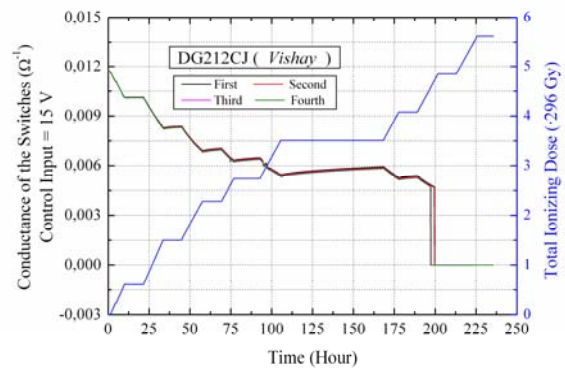


Fig. 5.2.3: Evolución de la conductancia de DG212 (Vishay) en función de TID y tiempo ($V_{in}=15V$)

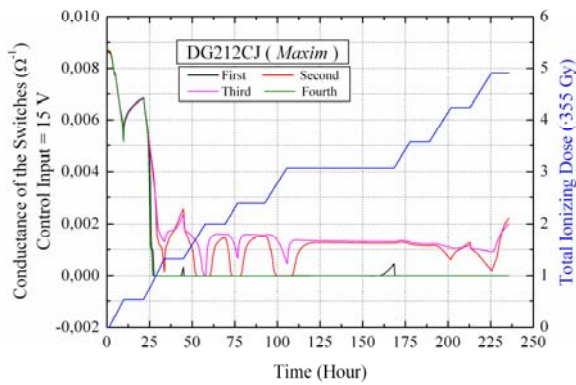


Fig. 5.2.4: Evolución de la conductancia de DG212 (Maxim) en función de TID y tiempo ($V_{in}=15V$)

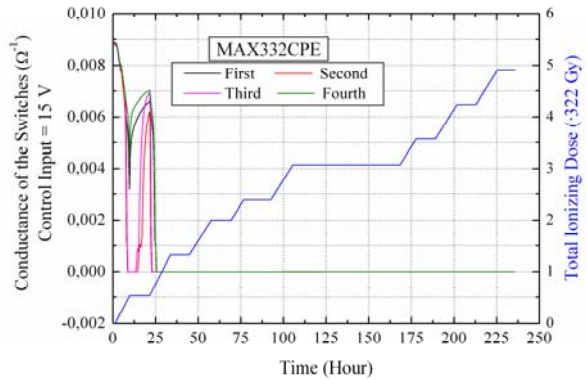


Fig. 5.2.5: Evolución de la conductancia de MAX332 (Maxim) en función de TID y tiempo ($V_{in}=15V$)

5.2.1.2 Resistencia serie

Se observa un aumento de la resistencia serie del *switch* *ADG212AKN*. Con una entrada lógica de 15 V, ésta es inicialmente 43.3Ω ($0.0231 \Omega^{-1}$ de conductancia) en los cuatro canales. Cuando la dosis es $2 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (538 Gy), la resistencia de estos canales es 48.3Ω ($0.0207 \Omega^{-1}$)

(Ver Fig.5.2.6). No se ha podido determinar con exactitud cual es la relación existente entre la dosis de radiación y el valor de la conductancia.

En cuanto a los *switches* DG212 de Vishay se ha observado que la resistencia del *switch* aumenta a medida que aumenta la dosis de radiación (Ver Fig.5.2.7). La evolución de este parámetro es prácticamente igual en todos los *switches*. La resistencia es 85.5Ω cuando no se ha irradiado el *switch* y 215Ω cuando la dosis es $4.5 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$.

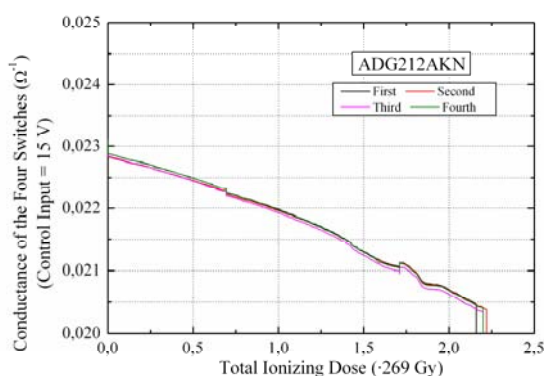


Fig. 5.2.6: Relación de la conductancia de ADG212 con diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

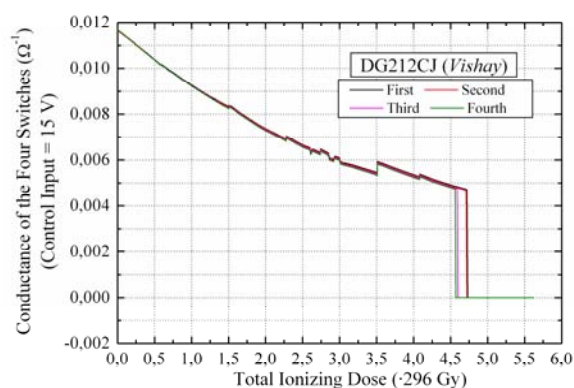


Fig. 5.2.7: Relación de la conductancia de DG212 (Vishay) con diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

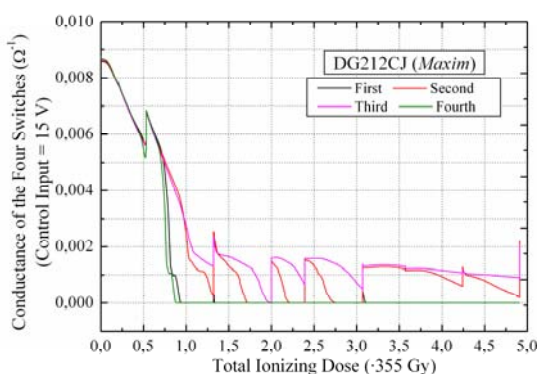


Fig. 5.2.8: Relación de la conductancia de DG212 (Maxim) con diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

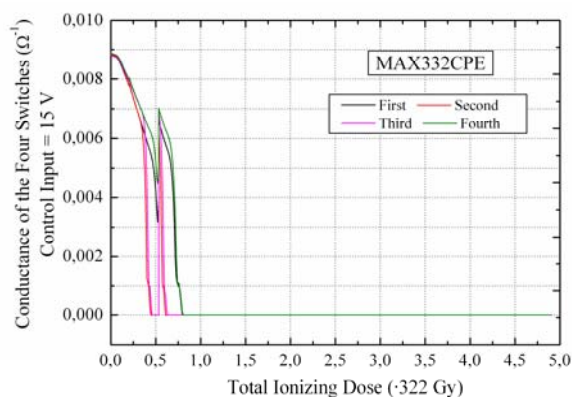


Fig. 5.2.9: Relación de la conductancia de MAX332 (Maxim) con diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

La conductancia de los *switches* DG212CJ de Maxim se mantiene constante hasta alcanzar $7 \cdot 10^{11} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 22 Gy pero, a partir de este valor, comienza a disminuir de una forma prácticamente lineal ($-0.68 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ por cada $10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$). El descenso del valor es similar en todos los *switches* y para todos los valores de tensión que permiten cerrar el *switch* si la dosis total es algo menor de $0.75 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 241 Gy. A partir de este valor, la conductancia se hace rápidamente 0 en los canales 1 y 4 pero en los canales 2 y 3 se mantiene el anterior ritmo de descenso hasta $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 322 Gy. Los canales 1 y 4 resultan completamente inutilizados (salvo un breve funcionamiento tras un recocido de 60 horas, excepcionalmente largo) y sus conductancias son nulas. En cambio, en los canales 2 y 3 no se puede hablar de una completa destrucción puesto que los periodos de recocido permiten que el *switch* vuelva a conmutar entre

los estados abierto y cerrado. La evolución no es similar en ambos canales si la dosis está situada entre 10^{13} y $3.1 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (322 Gy y 998 Gy) puesto que el canal 2 experimenta un descenso en el valor de la conductancia superior al del canal 3. Sin embargo, con dosis superiores de radiación, la conductancia de ambos canales parece estabilizarse en torno a $1.2 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ (830 Ω). (Ver Fig. 5.2.8).

A semejanza del *switch* DG212CJ de Maxim, la conductancia de MAX332 es constante hasta que se alcanza un valor de la dosis total de radiación tras el que la conductancia comienza a decrecer linealmente con la radiación (Fig.5.2.9). La dosis mínima necesaria para que la conductancia comience a descender es $7 \cdot 10^{11} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 22 Gy y, a partir de este valor, disminuye $0.97 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ por cada $10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$. En el *switch* DG212CJ de Maxim, se midieron los valores $7 \cdot 10^{11}$ y $0.68 \cdot 10^{-3}$, muy similares a los del *switch* MAX313CPE.

5.2.1.3 Corrientes de fuga

Para los *switches* ADG212AKN y DG212CJ_Vishay los valores de corrientes de fuga que se han medido son inferiores a 15 μA (Figs. 5.2.10-5.2.11). Este valor es muy bajo y nos permite concluir que no aparecen corrientes de fuga en estos dos tipos de *switch*.

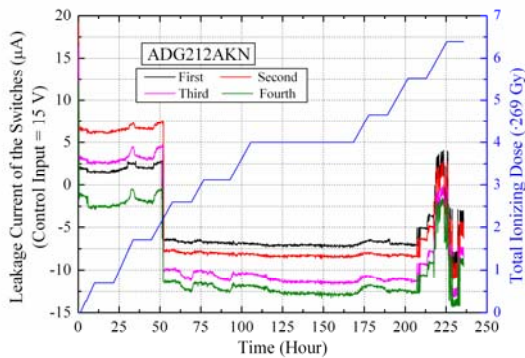


Fig. 5.2.10: Relación de las corrientes de fuga de ADG212 con diferentes valores de TID ($V_{in}=15\text{V}$)

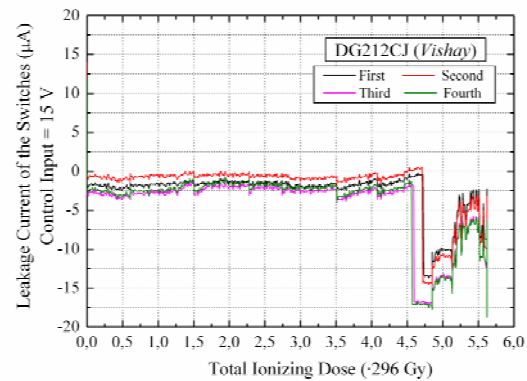


Fig. 5.2.11: Relación de las corrientes de fuga de DG212 (Vishay) con diferentes valores de TID ($V_{in}=15\text{V}$)

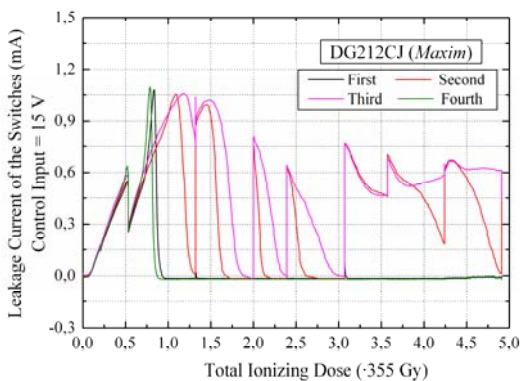


Fig. 5.2.12: Relación de las corrientes de fuga de DG212 (Maxim) con diferentes valores de TID ($V_{in}=15\text{V}$)

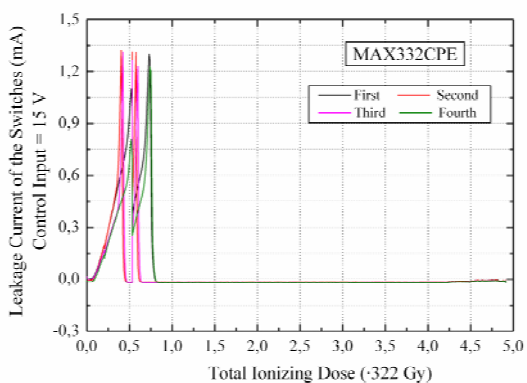


Fig. 5.2.13: Relación de las corrientes de fuga de MAX332 (Maxim) con diferentes valores de TID ($V_{in}=15\text{V}$)

A diferencia de otros *switches* de alta tensión (*ADG212AKN*, *DG212CJ* de *Vishay-Siliconix*), los *switches* *DG212_Maxim* aparecen corrientes de fuga en los canales. Estas corrientes aparecen únicamente cuando el *switch* se encuentra cerrado. Durante los primeros momentos de la irradiación, las corrientes de fuga son similares en los cuatro *switches* del circuito integrado (Ver Fig. 5.2.12). El crecimiento de las corrientes de fuga de los *switches* es muy lineal ($130 \mu\text{A}$ cada $10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$, $4.83 \mu\text{A/Gy}$). Esta homogeneidad en comportamiento sólo desaparece cuando los *switches* 2 y 3 se abren definitivamente ($0.75\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$, 241 Gy). En estos instantes, la corriente de fuga tiene un valor de 0.6-0.65 mA en todos los *switches*. En aquellos que se abren definitivamente, este valor descende hasta cero tras un rápido incremento a 1.05 mA. En cambio, en aquellos que pueden cerrarse aún, la corriente de fuga sigue creciendo al mismo ritmo hasta que llega a 1 mA. Posteriormente, esta corriente se sitúa entre 0.6 y 0.9 mA cuando el *switch* está cerrado. Sólo tiene un valor menor en los momentos anteriores al cese de funcionamiento temporal de los *switches*.

En general, parece que hay una correlación entre la conductancia del *switch* y la corriente de fuga. Comparando las figuras de la conductancia y de la corriente de fuga se aprecia que ambas crecen a la vez, disminuyen las dos de forma simultánea y ninguna tiene valor 0 si la otra no lo tiene también. Esto hace sospechar que tal vez el modelo del *switch* irradiado formado por una resistencia y una corriente de fuga no sea completamente fiel a la realidad. Es posible que fuese necesario añadir una resistencia parásita entre tierra y el terminal de entrada.

La corriente de fuga de *MAX332* sufre un incremento lineal tras haber recibido $7\cdot 10^{11} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 22 Gy (Ver Fig.5.2.13). A partir de esta dosis, la corriente de fuga crece $180 \mu\text{A}$ cada $10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ adicionales. Cuando la dosis se aproxima a aquella que destruye el *switch*, se produce un gran incremento y la corriente llega rápidamente a 1.2 mA. Cuando el *switch* deja de conmutar, la corriente de fuga se anula.

5.2.1.4 Modificación de la tensión de disparo

Antes de la irradiación, se comprobó que los canales de *switch* *ADG212AKN*, alimentados con $\pm 15\text{V}$ y con un nivel lógico $V_L = 15\text{V}$, conmutaban cuando la tensión de control era 1.57V. Este hecho se confirmó durante la toma de datos *on-line* pues los canales del *switch* se mantienen abiertos con 1 V y se cierran con 2 V, tal y como se observa en la figura 5.2.14. Cuando la dosis total acumulada es $7.51\cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 202 Gy, el *switch* conduce cuando la tensión de control es 1V (ver Fig.5.2.14). Este hecho confirma que la tensión de disparo del *switch* se modifica. A pesar de que el número de datos es muy pequeño, se puede extrapolar que el nivel de conmutación descende 0.76 V cada $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 269 Gy.

En cuanto a los *switches* *DG212CJ* de *Vishay*, la tensión de conmutación inicial era 4.5V. A medida que se produce la irradiación, la tensión de disparo va creciendo (Fig.5.2.15). Se necesitan 5 y 6V en la tensión de control para cerrar el *switch* cuando la dosis total de radiación es $1.19\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (352 Gy) y $3.41\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (1009 Gy) respectivamente.

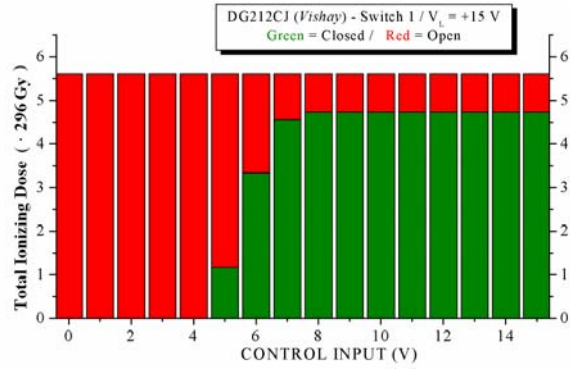
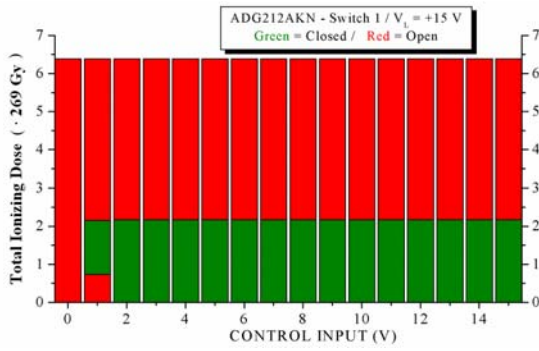


Fig.5.2.14: Evolución de la tensión de disparo de ADG212 Fig.5.2.15: Evolución de la tensión de disparo de DG212 (Vishay)

Se muestra en la figura 5.2.16, inicialmente, todos los *switches* *DG212CJ* de *Maxim* conmutan cuando se aplica en la entrada de control una tensión entre 1.80 y 1.85V. Cuando el *switch* no ha sido irradiado, está abierto con una tensión de 1V y cerrado cuando se le aplican 2V. Por otro lado, el fabricante ha construido este *switch* de tal forma que es innecesario aplicarle una tensión en la entrada del nivel lógico V_L . Para ello, crea un nivel lógico interno a partir de las fuentes de alimentación. Se puede observar que la tensión necesaria para que se produzca la conmutación del *switch* aumenta a medida que se va desarrollando la irradiación. Por este motivo, el *switch* deja de conmutar al aplicarle 2V cuando la dosis total acumulada es $0.75\text{--}0.85 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$, con 5V cuando la dosis es $2.8\text{--}3 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y sólo conmuta con 7V cuando se alcanza la máxima dosis.

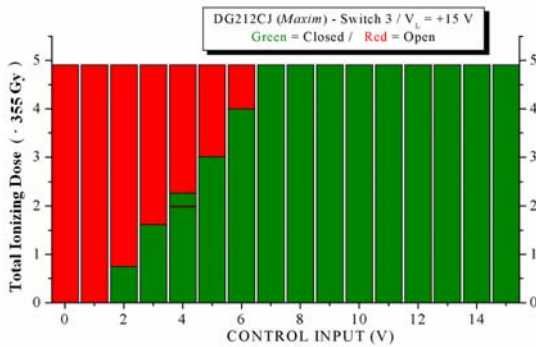


Fig.5.2.16: Evolución de la tensión de disparo de DG212 (Maxim)

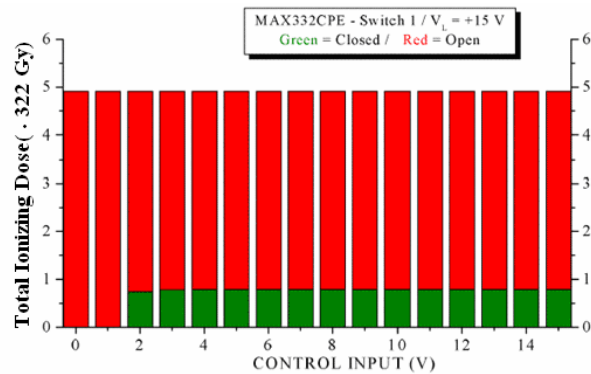


Fig.5.2.17: Evolución de la tensión de disparo de MAX332 (Maxim)

La tensión de disparo inicial de los *switches* *MAX332* es 1.90-1.95 V (Fig. 5.2.17). Después se modifica levemente antes de que se produzca la destrucción del *switch*. El *switch* necesita 2 V para conmutar cuando la dosis total de radiación es $7.4 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 238 Gy en dos *switches* que son destruidos con $8 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 258 Gy. En los otros dos *switches* del circuito integrado, que dejan de funcionar con $6 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 193 Gy, la conmutación con 2 V se produce cuando la dosis total es $5.9 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 190 Gy.

5.2.1.5 Efecto ventanado

No se ha observado en los *switches* ADG212AKN, DG212CJ de Vishay y MAX332 el efecto ventanado. Es decir, no hay un valor de dosis total de radiación en el que el *switch* deje de funcionar y otro valor mayor para el que vuelva a hacerlo.

Para los *switches* DG212CJ de Maxim, a pesar de que en la figura 5.2.16 se advierte que hay alternancia en algunos *switches* entre periodos de apertura total y funcionamiento correcto, no se puede hablar de ventanado propiamente dicho. Todos los cierres de los *switches* de este modelo están relacionados con periodos de descanso del reactor por lo que debe hablarse más propiamente de recocido de los *switches* que permiten que éstos vuelvan a funcionar.

5.2.2 Degradación on-line del switch de precisión

Hay tres *switches* analógicos de diferentes fabricantes que pertenecen al tipo de precisión, ADG412BN de Analog Devices, DG412DJ de Vishay-Siliconix y MAX313CPE de Maxim. En el apartado siguiente se describirán los resultados obtenidos en las medidas *on-line*.

5.2.2.1 Dosis máxima de radiación soportada por los switches

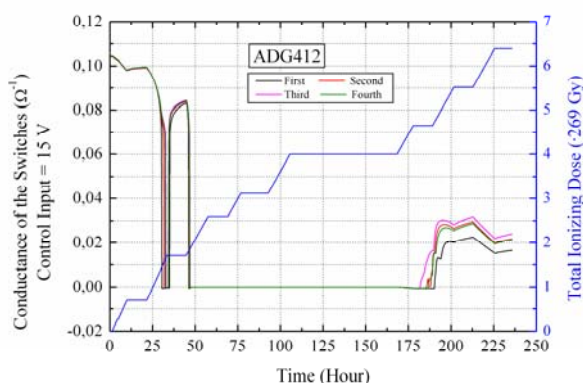


Fig.5.2.18: Evolución de la conductancia de ADG412 en función de TID y tiempo ($V_{in}=15V$)

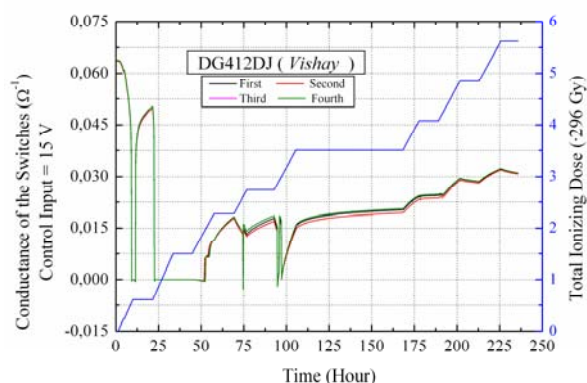


Fig.5.2.19: Evolución de la conductancia de DG412 en función de TID y tiempo ($V_{in}=15V$)

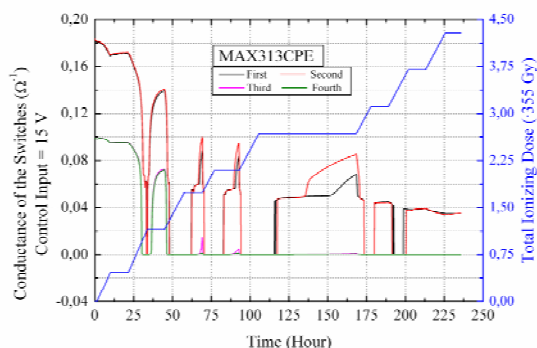


Fig.5.2.20: Evolución de la conductancia de Max313 en función de TID y tiempo ($V_{in}=15V$)

Debido a la aparición de efecto ventanado (Ver apartado 5.2.2.5), no se puede hablar de una dosis máxima de radiación soportada por el *switch* ADG412. El *switch* funciona cuando se alcanza la dosis máxima de radiación pero aparecen intervalos de dosis total acumulada en los que el *switch* no puede conmutar (Fig.5.2.18). Los cuatro *switches* del circuito integrado DG412DJ de Vishay-Siliconix cesan de funcionar cuando la dosis total acumulada es $2.89 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 855 Gy (Fig.5.2.19).

En cuanto a las cuatro muestras de *MAX313CPE*, cada uno de los cuatro *switches* tiene un comportamiento propio (Fig.5.2.20). Hay *switches* que pueden funcionar incluso tras haber recibido la máxima dosis en tanto que otros son destruidos con prontitud. Además, los *switches* experimentan frecuentes paradas en su funcionamiento a las que siguen periodos en los que la conmutación es posible. Por estas causas, no es posible definir una máxima dosis de radiación que el *switch* pueda soportar sin ser destruido. A pesar de todo, no se espera un cambio apreciable en el comportamiento de un *switch* si no recibe una dosis mayor de $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 355 Gy. Ciertamente, este no es el valor que destruye el *switch* pero es el que nos indica la dosis que puede soportar un *switch* sin degradarse demasiado.

5.2.2.2 Resistencia serie

Se produce un incremento de la resistencia en serie del *switch* *ADG412BN* (Ver Fig.5.2.21). Inicialmente, la resistencia del *switch* era 9.5Ω ($G = 0.1053 \Omega^{-1}$). Si la dosis es menor de $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 269 Gy, el descenso de la conductancia es prácticamente lineal y la relación es $-1.07 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ cada $10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ ($-3.98 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ por cada 100 Gy). Cuando la dosis total de radiación alcanza la cifra $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 269 Gy, el valor de la conductancia comienza a disminuir con rapidez. El *switch* presenta conductancia $0 \Omega^{-1}$ (Resistencia infinita) cuando la dosis total acumulada es $1.63 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 438 Gy.

Cuando la dosis es $1.71 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 460 Gy, el *switch* vuelve a conducir a causa del recocido que se produce por la parada del reactor. Este hecho se puede explicar aceptando que los daños aún no han sido suficientemente grandes ya que el *switch* cesa de nuevo de funcionar poco después de que el reactor se vuelva a encender ($1.81 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 487 Gy). Al llegar a una dosis de $4.65 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1250 Gy, la conductancia del *switch* vuelve a aumentar de forma bastante rápida. Cuando la dosis es $5.52 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1430 Gy, las conductancias tienen valores entre $0.0259 \Omega^{-1}$ (38.6Ω) en el primer canal y $0.0318 \Omega^{-1}$ (31.4Ω) en el cuarto y comienzan a disminuir de forma suave.

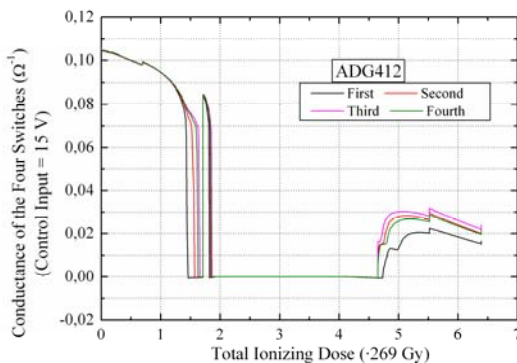


Fig.5.2.21: Relación de la conductancia de ADG412 a diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

Cuando el *switch* no ha sido irradiado, las conductancias son similares en todos los canales. Esta semejanza se mantiene si la dosis es inferior a $1.63 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 740 Gy. Esta dosis es la que define la primera etapa de funcionamiento del *switch*, tal y como se verá en el siguiente párrafo y en el apartado que se dedica al fenómeno de ventanado.

Inicialmente, la resistencia del *switch* era 9.5Ω ($G = 0.1053 \Omega^{-1}$). Si la dosis es menor de $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 269 Gy, el descenso de la conductancia es prácticamente lineal y la relación es $-1.07 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ cada $10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ ($-3.98 \cdot 10^{-3}$

Ω^{-1} por cada 100 Gy). Si nos refiriésemos a la resistencia, esto representaría, aproximadamente, un crecimiento de 0.1Ω por cada $10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ o de 0.37Ω cada 100 Gy. Cuando la dosis total de radiación alcanza la cifra $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 269 Gy, el valor de la conductancia comienza a disminuir con rapidez. El *switch* presenta conductancia $0 \Omega^{-1}$ (Resistencia infinita) cuando la dosis total acumulada es $1.63\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 438 Gy.

Cuando la dosis es $1.71\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 460 Gy, el *switch* vuelve a conducir a causa del recocido que se produce por la parada del reactor. Este hecho se puede explicar aceptando que los daños aún no han sido suficientemente grandes ya que el *switch* cesa de nuevo de funcionar poco después de que el reactor se vuelva a encender ($1.81\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 487 Gy). Al llegar a una dosis de $4.65\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1250 Gy, la conductancia del *switch* vuelve a aumentar de forma bastante rápida.

Cuando la dosis es $5.52\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1430 Gy, las conductancias tienen valores entre $0.0259 \Omega^{-1}$ (38.6Ω) en el primer canal y $0.0318 \Omega^{-1}$ (31.4Ω) en el cuarto y comienzan a disminuir de forma suave.

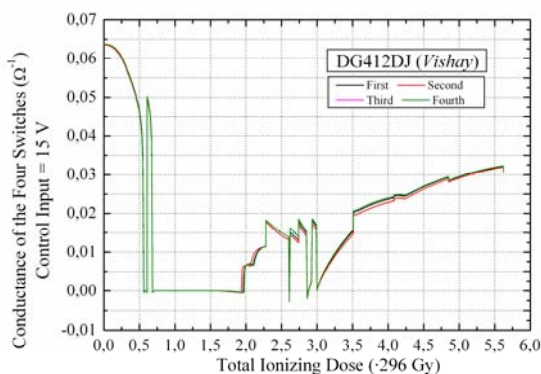


Fig.5.2.22: Relación de la conductancia de DG412 a diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

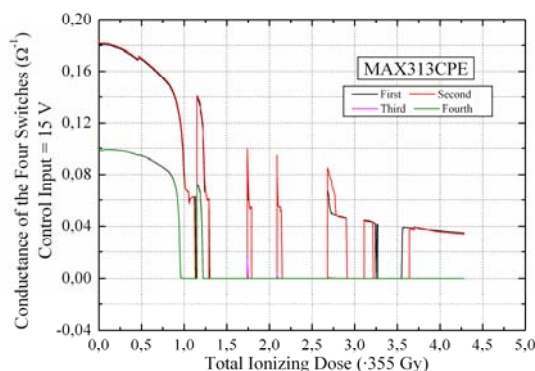


Fig.5.2.23: Relación de la conductancia de MAX313 a diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

La evolución de la resistencia del *switch* DG412 es bastante compleja. Durante las primeras fases de la irradiación, la resistencia aumenta. En la figura 5.2.22 se puede ver que, cuando la dosis es menor que $5\cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 148 Gy, la conductancia del *switch* disminuye hasta que se acaba anulando. A continuación, el *switch* es incapaz de conmutar hasta que la dosis total de radiación alcanza un nuevo valor crítico ($1.95\text{-}2.0\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 577-592 Gy). A partir de este momento, el *switch* puede conducir de nuevo y la resistencia va disminuyendo a medida que la dosis aumenta. Una vez que el *switch* ha recuperado el funcionamiento y que la conductancia alcanza un máximo, la radiación hace que la conductancia decrezca con suavidad pero crece de nuevo durante los recocidos. Una vez que el *switch* alcanza la dosis que le impide conmutar, se produce un cambio de comportamiento ya que la radiación aumenta la conductancia y los recocidos la disminuyen.

La radiación incrementa el valor de la resistencia de los *Switches* MAX313 (Ver Fig.5.2.23). No existe un patrón claro en su evolución. Cuando se alcanza una dosis de radiación acumulada

en el intervalo $1.0\text{-}1.3\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 355-461 Gy, dos *switches* son inutilizados por completo y los otros dos no comienzan a funcionar de nuevo hasta que se rebasa una dosis de $2.7\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 959 Gy. Durante este intervalo, aparecen breves puestas en funcionamiento a causa de los recocidos que se producen durante la parada del reactor. En cualquier caso, la conductancia de los dos *switches* que aún conmutan cuando se alcanza la dosis $3.5\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1242 Gy (Última dosis que permite la puesta en funcionamiento del *switch*) es $0.04 \Omega^{-1}$ (25Ω), entre cuatro y cinco veces menor que la original.

5.2.2.3 Corrientes de fuga

Uno de los mayores problemas que presenta este *switch* ADG412 es la aparición de corrientes de fuga. Tal y como se observa en la figura 5.2.24, la corriente de fuga dentro del *switch* comienza a crecer prácticamente desde el principio de la exposición. A continuación se muestra en la tabla 5.2.1 algunos valores de corrientes de fuga y la dosis correspondiente:

Tabla 5.2.1 Valores de corrientes de fuga y la dosis correspondiente de ADG421

Corriente (mA)	Dosis de Neutrones	Dosis de Gamma
0.050	$4.39\cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$	118 Gy
0.100	$9.06\cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$	244 Gy
0.250	$1.26\cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$	339 Gy

Por otro lado, hay que señalar algo importante. No se observan corrientes de fuga cuando el *switch* está abierto. Sólo cuando el *switch* está cerrado es necesario aceptar que existe una corriente de fuga para que se mantengan las leyes de Kirchhoff en el circuito que se utilizó para medir la resistencia del *switch*.

Debido a que la corriente de fuga aumenta con la dosis total de radiación, se debe descartar por completo que sea debida a algún tipo de efecto fotoeléctrico en los óxidos. Hay que considerar que la corriente de fuga aparece a causa de la generación de cargas en el óxido de protección de la oblea de silicio, fenómeno que ha sido ampliamente estudiado en la literatura relacionada con el tema [Sro88]. Se han descrito dos tipos de fuga en los componentes CMOS sometidos a radiación ionizante: Fuga de transistor a transistor y fuga interna en el propio transistor. En principio, hay que descartar el primer tipo de fuga ya que la tecnología de construcción aísla los transistores y no existe ningún mecanismo que permita la aparición de corriente a través del óxido que forma las zanjas. Por tanto, la única opción es que la fuga se produzca dentro del propio transistor que forma el canal del *switch*.

En la figura 5.2.25 se describe el mecanismo que hace aparecer corrientes de fuga en un transistor NMOS. Dado que la fuga aparece en la zona de óxido de protección cercana a la puerta del transistor, cabe la posibilidad de que el canal de fuga se vea favorecido por la aplicación de una tensión positiva en la puerta. Se puede aventurar incluso que no sólo facilita su aparición, sino que es necesario aplicarla para que se cree el canal de fuga. De esta manera, se puede explicar que la corriente de fuga no aparezca cuando el *switch* está abierto.

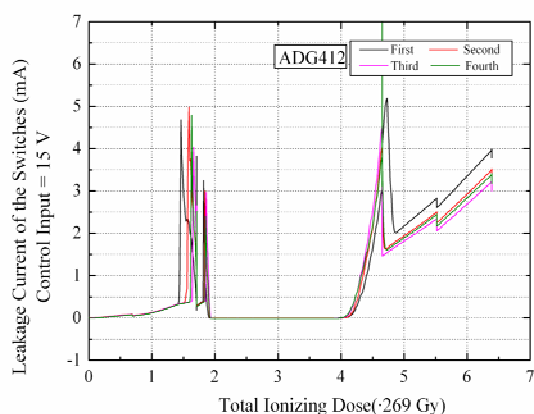


Fig.5.2.24: Relación de la corriente de fuga ADG412 a diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

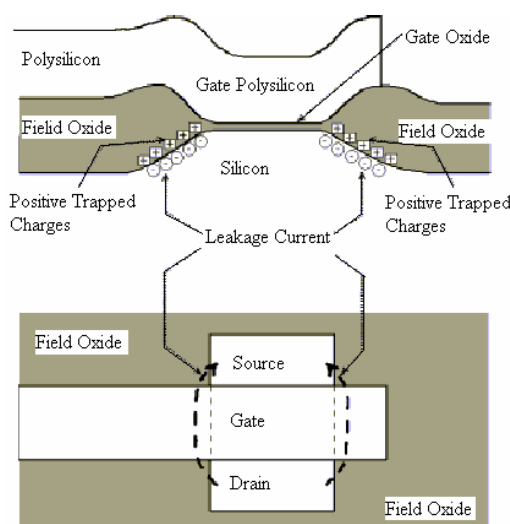


Fig.5.2.25: Corrientes de fuga en un transistor NMOS

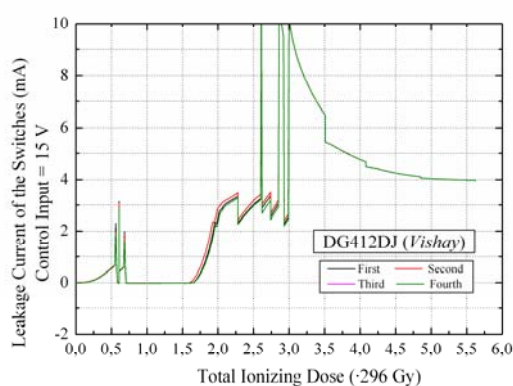


Fig.5.2.26: Relación de la corriente de fuga de DG412 a diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

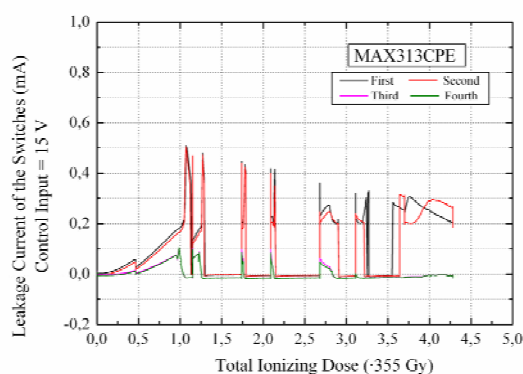


Fig.5.2.27: Relación de la corriente de fuga de MAX313 a diferentes valores de TID ($V_{in}=15V$)

Se ha observado en los *switches* DG412DJ de Vishay que aparecen corrientes de fuga muy elevadas (Fig.5.2.26). Estas aparecen cuando la dosis está entre $1.5-1.7 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 44-50Gy. Cuando el *switch* cesa de funcionar por primera vez ($7 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 207 Gy), la corriente de fuga tiene un valor de 0.7 mA pero desaparece bruscamente cuando el *switch* es incapaz de cerrarse.

Una vez que el *switch* funciona de nuevo, el valor de la corriente de fuga es muy elevado (3.3 mA) y, cuando se produce la destrucción del *switch*, la corriente de fuga es incluso mayor. En el primer instante, puede absorber 10 mA. Este es el valor de la fuente de corriente utilizada para generar la tensión de entrada por lo que es posible que el valor de la corriente requerida por el *switch* sea mayor pero que no se registre debido a la limitación de la fuente de entrada. A continuación, la corriente de fuga disminuye de forma hiperbólica o exponencial hasta que se estabiliza en torno a 4 mA al finalizar la exposición.

Para los *switches* MAX313CPE aparecen corrientes de fuga que comienzan a ser apreciables cuando se alcanza una dosis de $2.7 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 96 Gy (Fig. 5.2.27). El valor de la corriente continúa creciendo hasta que se alcanzan 200-250 μA cuando la dosis es $10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 355 Gy. A partir de esta dosis, la corriente de fuga se estabiliza e incluso se hace menor.

5.2.2.4 Modificación de la tensión de disparo

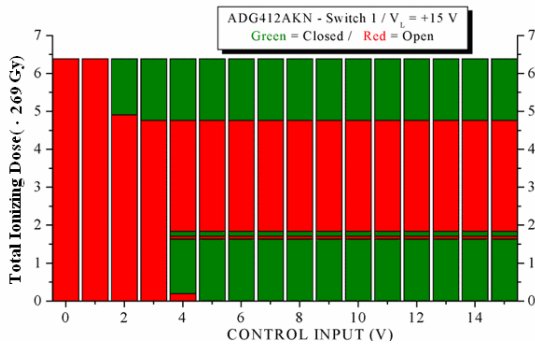


Fig.5.2.28 Evolución de la tensión de disparo de ADG412 y el efecto ventanado

Para los *switches* ADG412, inicialmente, la tensión necesaria para producir la apertura del *switch* era 4.1V en todos los canales. Es decir, cuando se aplicasen 4V en la entrada de control, el *switch* permanecería abierto pero cuando la tensión fuese 5V, conduciría. En la figura 5.2.28 se puede ver que esto es lo que ocurre al comenzar la exposición.

Sin embargo, cuando la dosis total acumulada es $1.7 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 46 Gy, una tensión de 4V en la entrada de control es

suficiente para que el *switch* conduzca. Es decir, la tensión de disparo ha disminuido. Cuando la dosis total de radiación es $1.63 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 438 Gy, el *switch* deja de conducir pero vuelve a hacerlo cuando se alcanza la dosis de $4.65 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1250 Gy. Se puede observar en estas gráficas que la tensión de disparo ya es inferior a 3V puesto que esta tensión, aplicada en el terminal de control, es suficiente para cerrar el *switch*. Finalmente, cuando el flujo total de neutrones es $4.8\text{-}4.9 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y la dosis ionizante es 1290-1320 Gy, el *switch* se cierra con una tensión de 2V.

En definitiva, ha quedado demostrado que el nivel de disparo del switch disminuye a medida que aumenta la dosis total acumulada de radiación.

La tensión de disparo necesaria para conmutar los *switches* DG412 está inicialmente entre 6 y 7V. Antes del primer cese de funcionamiento del *switch*, se observa que la tensión de conmutación aumenta (Fig. 5.2.29). Son necesarios 7 V cuando la dosis es $3.3 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 98 Gy, 8V si la dosis es $4.5 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 133 Gy y 11 V si es $5.6 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 166 Gy. A continuación, se produce el cese de actividad del *switch*.

Sin embargo, existe un momento durante la irradiación en la que esta tendencia cambió. Cuando el *switch* comienza a funcionar de nuevo ($1.95\text{-}2.0 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 577-592 Gy), bastan 2V para producir la conmutación del *switch* y continúa descendiendo pues, como se dijo anteriormente, la destrucción se produce cuando la dosis es $2.89 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 855 Gy. En este momento, la tensión de conmutación es inferior a 0 V.

Por otro lado, hay que resaltar que se produce un hecho muy curioso. Si la dosis total acumulada está en el intervalo $6.3\text{-}6.8 \cdot 10^{12} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 186-201Gy, el *switch* número 1 sólo

conmuta cuando se le aplica una tensión de 9 y 10 V. Tensiones inferiores y, curiosamente, superiores a estos valores mantienen abierto el *switch*.

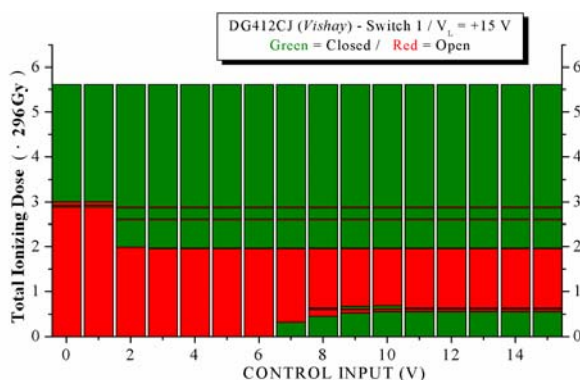


Fig.5.2.29: Evolución de la tensión de disparo de DG412

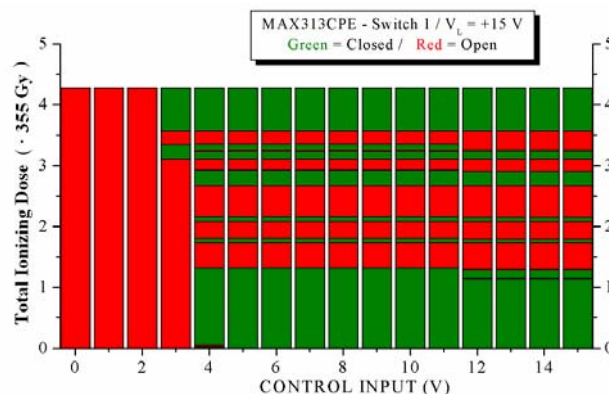


Fig.5.2.30: Evolución de la tensión de disparo de MAX313

En un *switch* *MAX313CPE* no irradiado, la conmutación se produce cuando se conecta a la entrada de control una tensión de 4.1V. Poco después de que comience la irradiación, la conmutación del *switch* se produce con 4V. En los *switches* que son destruidos, no se produce ninguna otra variación. En cambio, en los dos que siguen funcionando, la conmutación se puede producir con 3V cuando la dosis es $3.5 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1150 Gy o superior (Fig.5.2.30). En definitiva, se observa una disminución del valor de la tensión de disparo.

Por otro lado, hay que reseñar que hay intervalos de radiación en los que los *switches* no pueden cerrarse ni con tensiones muy bajas ni muy altas. Por ejemplo, el *switch* 1 se cierra con tensiones de control en el intervalo 3-11V si la dosis total acumulada está en el intervalo $3.27\text{-}3.36 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (1161-1193 Gy). Aunque parezca absurdo, no conmuta con tensiones superiores a 12V.

5.2.2.5 Efecto ventanado

Tal y como se ha relatado anteriormente (Fig.5.2.28), el *switch* *ADG412* no funciona de ninguna manera cuando la dosis total de radiación que ha recibido está en el intervalo $1.63 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (438 Gy) y $4.9 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ (1320 Gy). Aparentemente, existe un pequeño intervalo en el que el *switch* puede funcionar y que se encuentra delimitado por los valores $1.71 - 1.81 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 460-485 Gy. Sin embargo, como se dijo anteriormente, hubo una parada del reactor cuando el flujo total de neutrones era $1.71 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ al que siguió un recocado de doce horas. Posiblemente, el *switch* se recupera lo suficiente para volver a funcionar pero un nuevo incremento en la dosis de radiación acumulada fue suficiente para inutilizarlo de nuevo. Por este motivo, sólo debe considerarse que existe un único intervalo real de ventanado, que es el que se dijo al principio.

Durante la irradiación del *switch* *DG412* (Fig.5.2.29), se alternan periodos de funcionamiento e inactividad. Hay intervalos muy pequeños, que pueden ser achacados a la recuperación del *switch* mientras el reactor está parado. En cambio, el periodo de inactividad

más amplio, que corresponde a los valores de radiación $7 \cdot 10^{12} - 2 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 207-592 Gy, empieza y acaba mientras el *switch* está siendo irradiado. Por tanto, en este intervalo se ha producido un ventanado propiamente dicho.

Está bastante claro que los *Switches MAX313CPE* de este tipo muestran muchos intervalos en los que se interrumpe el correcto funcionamiento (Fig.5.2.30). Esto podría hacernos sospechar que existen muchas ventanas en el funcionamiento del *switch*. Sin embargo, un examen más detallado de las figuras nos hace comprender que la puesta en funcionamiento de los *switches* tras una aparente inutilización ocurre durante la parada del reactor. En definitiva, las recuperaciones son causadas por la eliminación de los daños por el fenómeno de recocido.

La única situación diferente se produce cuando el *switch* está siendo irradiado y se alcanza una dosis de $3.56 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1263 Gy. El *switch* se pone bruscamente en funcionamiento y no puede hablarse de recocido puesto que el reactor está en marcha. Esta dosis sería el límite superior de una ventana de inactividad cuyo inicio no se conoce con precisión.

5.3 La inferencia de irradiación sobre los valores mínimos de las fuentes de alimentación

La caracterización de los *switches* se ha realizado con las siguientes condiciones de trabajo:

- La alimentación podía ser bipolar ($V_{DD} = -V_{CC}$) o unipolar ($V_{DD} = 0 \text{ V}$)
- La tensión lógica de alimentación era $V_L = +5 \text{ V}$ ó $V_L = +V_{CC}$.
- La tierra digital y analógica se unía a un mismo nodo *GND*.

Es decir, las alimentaciones fueron Bipolar $\pm 10\text{V}$, Bipolar $\pm 15\text{V}$ y Unipolar 0-15V con el nivel lógico $V_L = +V_{CC}$. Cuando la tensión lógica de alimentación era $V_L = +5 \text{ V}$, el switch es compatible TTL. Por el contrario, cuando la tensión lógica de alimentación era $V_L = +V_{CC}$, definimos que el *switch* es compatible CMOS. Evidentemente, no hay diferencia entre las ambas situaciones anteriores, si $+V_{CC} = 5 \text{ V}$. Por ende, se existen cuatro posibilidades para el valor de $+V_{CC}$: *Unipolar TTL*, *Unipolar CMOS*, *Bipolar TTL* y *Bipolar CMOS*.

En la tabla 5.3.1 se muestra la tensión umbral de los *switches* irradiados dependiendo de su polarización y la compatibilidad lógica. La primera columna a la izquierda son los valores de las fuentes de alimentación y su compatibilidad lógica. Hay dos columnas para cada *switch*, una a la izquierda que muestra los valores no irradiados, y otra a la derecha que muestra los valores después de la irradiación. P.e. la muestra *DG212* de *Maxim* conmutaron por 1.72V antes de la irradiación con una alimentación unipolar 15V. Sin embargo, este valor cambió a 3.91V después de la irradiación.

Tabla 5.3.1: Tensión umbral de los *switches* irradiados

	ADG212(Analog)		ADG412(Analog)		DG212(Maxim)	
Power Supply	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.
0-5V	1.64	Closed	1.6-2.4	Open	1.34	Open
±5V	1.61	Closed	1.6-2.4	Closed	1.34	Open
0-10V TTL	1.65	Closed	1.75	Closed	1.52	Open
0-15V TTL	1.57	Closed	1.69	Open	1.72	3.91
±10V TTL	1.65	Closed	1.75	Closed	1.52	<u>2.81-4.70</u>
±15V TTL	1.57	Closed	1.67	Open	1.72	<u>3.76-3.82</u>
0-10V CMOS	1.65	Closed	3.03	Closed	1.52	Open
0-15V CMOS	1.57	Closed	<u>4.02-4.04</u>	1.77-1.81	1.72	3.91
±10V CMOS	1.65	Closed	3.02	Closed	1.52	<u>2.81-4.70</u>
±15V CMOS	1.57	Closed	<u>3.94-4.02</u>	1.62-1.87	1.72	<u>3.76-3.82</u>
	MAX332(Maxim)		DG212(Vishay)		DG412(Vishay)	
Power Supply	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.
0-5V	<u>1.37-1.52</u>	Open	1.54	Open	2.17	Closed
±5V	<u>1.38-1.52</u>	Open	1.54	Open	2.14-2.16	Closed
0-10V TTL	1.56	Open	1.54-1.63	1.47-1.51	1.58	Closed
0-15V TTL	1.56-2.19	<u>3.97-4.69</u>	<u>1.57-1.89</u>	<u>1.56-1.67</u>	<u>1.26-1.28</u>	Closed
±10V TTL	1.67	<u>2.75-4.62</u>	1.54-1.61	1.36	1.58-1.60	Closed
±15V TTL	1.77-2.37	<u>4.03-4.04</u>	<u>1.56-1.68</u>	<u>1.49-1.58</u>	<u>1.26-1.28</u>	11
0-10V CMOS	1.67	Open	3.02-3.09	2.88	4.39	Closed
0-15V CMOS	1.82-2.37	<u>3.97-4.69</u>	<u>4.54-4.65</u>	<u>4.51-4.56</u>	<u>6.80-6.85</u>	Closed
±10V CMOS	1.67	<u>2.79-4.62</u>	3.03-3.07	2.81-2.83	4.31-4.38	Closed
±15V CMOS	1.83-2.45	<u>3.91-4.46</u>	<u>4.53-4.60</u>	<u>4.41-4.47</u>	<u>6.64-6.85</u>	11

Es necesario explicar otros valores después de la irradiación en esta tabla. Primero, si el *switch* no puede conmutar con algunas alimentaciones debe estar abierto (*on*) o cerrado (*off*) siempre. (P.e. *ADG212* de *Analog Device* permanece cerrado con cualquier alimentación.) Segundo, hay un par de valores que representan dos comportamientos diferentes, si están subrayados, significa que hay un fenómeno de histéresis (P.e. el *switch MAX332* irradiado con alimentación $\pm 15V$, cuando la tensión lógica está subiendo y *MAX332* conmuta a *on* con 4.46V; cuando la tensión lógica está disminuyendo hasta 3.91V, *MAX332* conmuta a *off*). Si no están subrayados los valores (P.e. el *switch MAX332* no irradiado con alimentación $\pm 15V$) significan la acción de conmutación desde *on* a *off* no es brusca y no hay mucha diferencia entre el valor primero y el valor segundo. Es decir, no hay fenómeno de histéresis.

Tabla 5.3.2: Valores mínimos de la fuente de alimentación en un “buen” estado abierto. La primera columna a la izquierda se muestra el método de la alimentación (Unipolar o Bipolar) y la tensión alta lógica (TTL= $V_L=5V$, CMOS= $V_L=\pm V_{cc}$).

	ADG212(Analog)		ADG412(Analog)		DG212(Maxim)	
Power Supply	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.
Unipolar TTL	4.66	Closed	4.79	Closed	4.75	4.79
Unipolar CMOS	4.64	Closed	4.75	Closed	4.73	4.79
Bipolar TTL	±4.68	Closed	±4.78	Closed	±4.73	±4.72
Bipolar CMOS	±4.71	Closed	±4.72	Closed	±4.76	±4.72
	MAX332(Maxim)		DG212(Vishay)		DG412(Vishay)	
Power Supply	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.
Unipolar TTL	4.91	5.15	5.23	4.82	4.92	Closed
Unipolar CMOS	5.22	4.72	5.25	4.79	4.79	Closed
Bipolar TTL	±5.06	±5.16	±5.28	±4.78	±4.83	Closed
Bipolar CMOS	±5.17	±5.31	±5.18	±4.78	±4.83	Closed

Tabla 5.3.3 a-b: Valores mínimos de la fuente de alimentación en estado abierto y cerrado (V)

	ADG212(Analog)		ADG412(Analog)		DG212(Maxim)	
Power Supply	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.
Unipolar TTL	3.1	Closed	2.2	Closed	3.2	15.1
Unipolar CMOS	3.1	Closed	3.1	Closed	3.2	15.1
Bipolar TTL	±2.2	Closed	±3.1	Closed	±2.7	±8.4
Bipolar CMOS	±2.1	Closed	±4.7	Closed	±3.0	±8.4
	MAX332(Maxim)		DG212(Vishay)		DG412(Vishay)	
Power Supply	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.	Not Irr.	Irrad.
Unipolar TTL	3.4	14.5	3.4	9.6	2.2	Closed
Unipolar CMOS	3.4	14.5	2.5	9.7	3.1	Closed
Bipolar TTL	±3.2	±7.7	±3.2	±5.2-7.3	±3.1	Closed
Bipolar CMOS	±3.2	±7.7	±2.4	±5.2-8.3	±4.7	Closed

En la tabla 5.3.2 se muestran los valores mínimos de la fuente de alimentación en un “buen” estado abierto. Un “buen” estado abierto significa que su resistencia es bastante alta. En este trabajo, elegimos un valor de $100\text{ M}\Omega$ como el valor mínimo que una resistencia ha de tener para ser considerado un “buen” estado abierto. Si algunos *switches* han perdido su capaz de cambiar desde su estado abierto a cerrado, en la tabla se muestra como “*closed*”.

Finalmente, la tabla 5.3.3 provee la información sobre el valor mínimo de la fuente de alimentación que un *switch* necesita para conmutar *on-off*. Hemos postulado que un *switch* puede funcionar correctamente si $R_{OPEN} > 100 \cdot R_{CLOSED}$. Según este criterio, un *switch* puede conmutar aunque el valor R_{OPEN} no sea grande para estar en buen estado abierto.

5.4. Análisis los resultados experimentales

Se analizarán los fenómenos de aumento de los valores mínimos de las fuentes de alimentación, la modificación de la tensión umbral, la aparición del fenómeno de histéresis y el efecto ventanado, etc.

A. Aumento de los valores mínimos de la fuente de alimentación

Según las tablas 5.3.1-5.3.3, un *switch* no irradiado puede funcionar con alimentación unipolar 4-5V. Sin embargo, esta característica no se presenta en el *switch* irradiado. P.e. en la tabla 5.3.1 se muestra que *DG212* de *Maxim* no funciona si el valor es menos al 15V. Resultados similares pueden se han obtenido desde otras muestras excepto desde el *ADG212*, que está cerrado continuamente. Además, según las tablas 5.3.2a-b, el valor de la fuente de alimentación necesitado para conmutar *on-off* es mayor que sin irradiación. Por el contrario, el valor de la fuente de alimentación en un “buen” estado abierto casi no cambia excepto para el *DG212* de *Vishay*.

En la tabla 5.3.1 se muestra que *ADG412* está abierto con una alimentación unipolar +5 V, pero, si esta tensión aumenta hasta 10V o la alimentación fuera bipolar, *ADG412* siempre está cerrado. Además, si aumenta $+V_{CC}$, este *switch* puede conmutar *on-off*. Esto indica que el canal analógico puede ser polarizado con una tensión más baja que la necesitada para polarizar la etapa

lógica. Por tanto, el canal analógico está abierto con 0-5V aunque la tensión de alimentación no sea alta. Una tensión más alta puede polarizar correctamente el canal, sin embargo no puede hacer lo mismo en la etapa lógica de entrada, y sólo cuando la tensión de alimentación aumenta hasta +15V, la etapa lógica de entrada y el *switch* pueden funcionar.

Además, cuanto mayor sea la diferencia entre los valores de la fuente de alimentación, mejor es la posibilidad de funcionamiento del *switch* excepto el *ADG412* que funciona solamente con alimentación unipolar +15V.

Evidentemente, el aumento del valor mínimo de la fuente de alimentación se atribuye a la modificación de la tensión umbral del transistor MOS. Este fenómeno ocurre en el canal analógico y la etapa lógica de entrada. Es difícil explicar este funcionamiento ya que no conocemos exactamente la estructura interna de los *switches*. Sin embargo, podemos analizarlo con un ejemplo simple, supongamos en la figura 5.1.4, la fuente S de canal analógico es tierra. También, el valor de V_D es más cercano a V_S , por lo tanto, consideremos que $V_D \approx V_S = 0$. En este caso, el canal analógico del transistor está en la zona lineal, hallamos:

$$V_{CC} > V_{THN} \quad V_{DD} > |V_{THP}| \quad (5.4.1)$$

Si la irradiación no es muy rápida, los valores de V_{THN} y $|V_{THP}|$ van a aumentar y un crecimiento del valor mínimo de la fuente de alimentación se explica fácilmente por la ecuación (5.4.1).

Como se describe en capítulo 2, el daño por desplazamiento asociado al haz de neutrón provocaría un incremento de la resistencia serie de los *switches* analógicos [Mes92]. Además, la radiación ionizante crearía cargas positivas en el óxido de puerta y SiO₂ epitaxial [Sro88]. La consecuencia sería la modificación de la tensión umbral del MOSFET, la aparición de una corriente de fuga y el aumento del consumo de potencia.

En la tabla 5.3.1 se observa que hay una modificación de la tensión umbral durante la irradiación. P.e. el valor de la tensión umbral de *DG212* y *MAX332* de *Maxim* aumenta. Sin embargo, disminuye en otros *switches* como *DG212* de *Vishay* y *ADG412*. De todas maneras, sus valores dependen del valor de la tensión lógica de alimentación.

Para explicar la causa de la modificación de la tensión umbral utilizamos un inversor *CMOS* (ver Fig. 5.1.6). La función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida se ve en la figura 5.1.7. Como se describe en la parte 5.1.3-C, la tensión del punto medio V_M se expresa en la ecuación (5.1.8), donde $V_{DD} = V_{CC} = V_L$, es decir:

$$V_M = \frac{V_L + V_{TH,P} + V_{TH,N} \cdot \sqrt{\frac{k_N}{k_P}}}{1 + \sqrt{\frac{k_N}{k_P}}} \quad (5.4.2)$$

Durante la irradiación, debido a la modificación de V_{THP} y V_{THN} , el valor de V_M ha de ser diferente de su valor inicial [Lar96]. Obviamente, el valor V_M debe estar en el rango $0-V_L$. Por ello, hallamos las desigualdades siguientes:

$$\sqrt{\frac{k_N}{k_P}} V_L > V_{THP} + \sqrt{\frac{k_N}{k_P}} V_{THN} \quad (5.4.3)$$

$$V_L > -V_{THP} - \sqrt{\frac{k_N}{k_P}} V_{THN} \quad (5.4.4)$$

Antes de la irradiación, los valores de V_{THN} y V_{THP} no son grandes y se cumplen (5.4.3) y (5.4.4). Sin embargo, durante la irradiación, (5.4.3) y (5.4.4) no pueden cumplirse debido a la modificación de ambos parámetros. Además, cuanto menor sea el valor de V_L , más difícilmente se cumplirán las desigualdades (5.4.3) y (5.4.4). Por lo tanto, se explica por qué no funcionan las tensiones TTL de la alimentación.

Además, el hecho de que los *switches* no funcionen actualmente con $V_L = +5V$ puede deberse a la modificación de la tensión umbral de los transistores MOSFET. Esta modificación se produce incluso cuando no hay irradiación debido al desplazamiento de cargas en el óxido de silicio de las puertas de los transistores MOSFET. Hay que recordar que los *switchs* fueron aislados durante un mes hasta que se produjo la desactivación de todos los isótopos radiactivos que impedían la manipulación directa. Durante este periodo de tiempo pudo modificarse la tensión umbral de los transistores. Debido a que hay solamente un rango de tensiones de 5V, pequeñas variaciones de las tensiones umbral son problemáticas ya que pueden evitar que el inversor funcione o, aun en el caso de que esto no ocurra, que la tensión proporcionada por el inversor no sea suficientemente baja como para permitir que los transistores PMOS conduzcan.

B. Aparición del fenómeno de histéresis

Un hecho interesante es que el fenómeno de histéresis aparece en los *switches* irradiados más fácilmente que en los no irradiados. Las muestras más representativas del fenómeno de histéresis son las de *Maxim*. En estos *switches*, el ancho del ciclo de histéresis es en torno a 2V. Este fenómeno de histéresis se observa cuando la diferencia de la tensión de alimentación es suficientemente alta ($\pm 10V$ y $\pm 15V$). Por el contrario, se observa el fenómeno de histéresis en los *switches* de *Vishay* cuando la diferencia de la tensión de alimentación es 0-15V y $\pm 15V$. En resumen, el fenómeno de histéresis aparecerá en los *switches* irradiados y con tensión de alimentación más alta. Por otra parte, no hay ninguna dependencia del valor de la tensión lógica de alimentación.

En cuanto a la aparición del fenómeno de histéresis no es un hecho extraño en los circuitos digitales, por ejemplo, en el inversor *Schmitt* CMOS donde la histéresis minimiza la acción del ruido de la entrada lógica [DeM96]. Por ello, la modificación de los parámetros de un transistor

y la aparición de transistores NMOS parásitos pueden cambiar las características y la topología de la etapa lógica.

C. Crecimiento de la resistencia serie

El aumento de la resistencia serie se relaciona o con el crecimiento de la resistividad por NIEL o con el cambio de tensión umbral debido a TID. Según [Hor89], la resistencia de un *switch* analógico es calculada por $R_{sw} = \frac{1}{\beta \cdot (V_{GS} - V_{TH})} + R_{PAR}$, donde β es la transconductancia de transistor NMOS, R_{PAR} es la resistencia parásita del canal, V_{GS} y V_{TH} son la tensión desde la puerta hasta la fuente y la tensión umbral, respectivamente. En el transistor NMOS del canal de *switch*, $V_G = +V_{CC}$ y V_S es la tensión del canal. Evidentemente, la resistencia del canal es el paralelo de transistores NMOS y PMOS. En los *switches* de alta tensión, R_{PAR} es más importante que otros factores de disminuir la influencia del efecto del volumen sobre la tensión umbral. Por lo tanto, el aumento exponencial por algunos *switches* se puede comprender debido al comportamiento del resistor del semiconductor sufrido del daño por desplazamiento. Por otra parte, este parámetro no predomina encima el valor total de la resistencia en el *switch* de precisión. Por lo tanto, la evolución del valor de la resistencia en estos *switches* es el resultado de dos efectos: el crecimiento de resistencia y el cambio de la tensión umbral. Por tanto, la evolución irregular de la resistencia de los *switches* de precisión es explicada.

D. Origen de aparición del efecto ventanado

i) Un inversor CMOS

Como se ha descrito en la parte 5.2.1.5 y 5.2.2.5, en algunos *switches* irradiados aparece el efecto ventanado.

También, con un inversor CMOS (ver Fig.5.1.6) para analizar la origen de la aparición del efecto ventanado, es que se describe la topología de un *switch* CMOS en el apartado 5.1. El comportamiento de los *switches* formados por un inversor CMOS es muy parecido a lo observado en un inversor CMOS.

Como se describe en la parte 5.1.3, los valores de margen de ruido V_{IL} , V_{IH} se expresan en la ecuaciones (5.1.4) y (5.1.7). Teniendo en cuenta que se modifica la tensión umbral de los transistores MOSFET durante la irradiación, el transistor PMOS manifiesta un crecimiento en valor absoluto de este parámetro, por el contrario, la evolución de transistor NMOS depende de la velocidad de dosis [Sro88]. En estos *switches*, dos fenómenos con consecuencias opuestas (la trampa de carga positiva y la creación de estado de interfaces) compiten de tal manera que el valor final de V_{THN} depende gravemente de la velocidad de dosis. Si la irradiación es muy lenta, hay un aumento de la tensión umbral a causa de que la trampa de carga negativa es superior a la carga negativa en el óxido.

Por el contrario, si la irradiación es muy rápida, hay una disminución de la tensión umbral debido a las trampas de carga positiva en el óxido de puerta. No obstante, en muchas situaciones

actuales, el transistor NMOS presenta un comportamiento variado. En el periodo inicial de la radiación, el transistor NMOS muestra una disminución de la tensión umbral. Cuando aumenta la TID y llega su valor crítico, la tensión umbral del transistor NMOS empieza a crecer. Entonces, en las ecuaciones (5.1.4) y (5.1.7), V_{IL} y V_{IH} se hacen muy pequeñas, o hasta negativo. Por esto, el inversor está en una situación donde la tensión de salida no puede conmutar entre el valor alto y bajo porque $V_{IH} < 0$. Sin embargo, el rebote como era de esperar en V_{THN} provoca un estado en que V_{IH} ha regresado a un valor positivo. Es decir, el inversor CMOS volvería a funcionar de nuevo después de un intervalo y se observaría el efecto ventanado.

ii) Cambiadores de nivel (Level shifters)

La discusión anterior ha precisado un fenómeno que explica la aparición del efecto ventanado en diferentes circunstancias. Sin embargo, la desventaja principal de esta explicación es que los cambios de tensión umbral deben ser del orden de varios voltios (similar a V_L o V_{CC}).

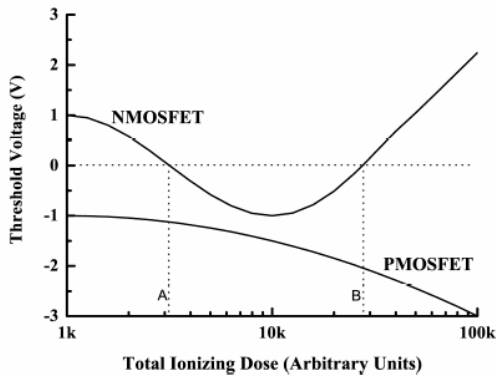


Fig.5.4.1. Evolución de la tensión umbral de transistor MOS

Sin embargo, las simulaciones realizadas en las diferentes redes típicas de cambiadores de nivel muestran que el efecto ventanado aparece aún con cambios pequeños de V_{TH} . La condición única debe ser que el valor de la tensión umbral de transistor NMOS llegue a ser negativo durante la irradiación.

En las figuras 5.4.2 y 5.4.3 se muestran las estructuras más populares de los cambiadores de nivel y el comportamiento de transistor MOS se muestra en la figura. 5.4.1.

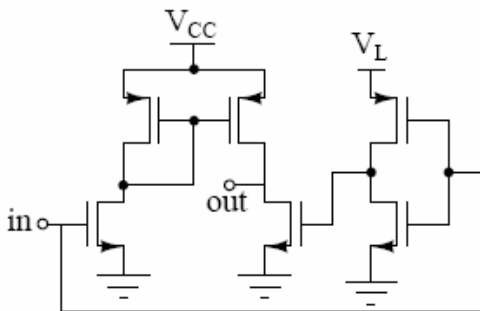


Fig.5.4.2. Estructura de un sencillo cambiador de nivel de DC [Dou99]

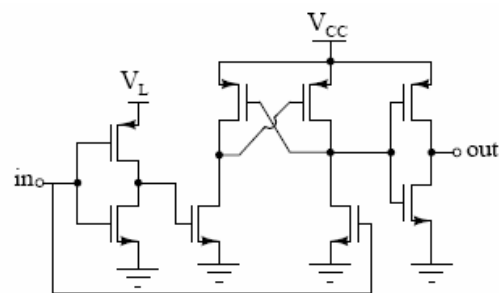


Fig.5.4.3. Un cambiador de nivel de DC con puertas cruzadas [Tan02]

Las estructuras de las figuras 5.4.2 y 5.4.3 fueron simuladas en SPICE buscando el valor umbral de conmutación con $V_L = 5V$ y $V_{CC} = 15V$. Con este objeto, un barrido DC desde -10V hasta 10V fue hecho para valores diferentes de la TID.

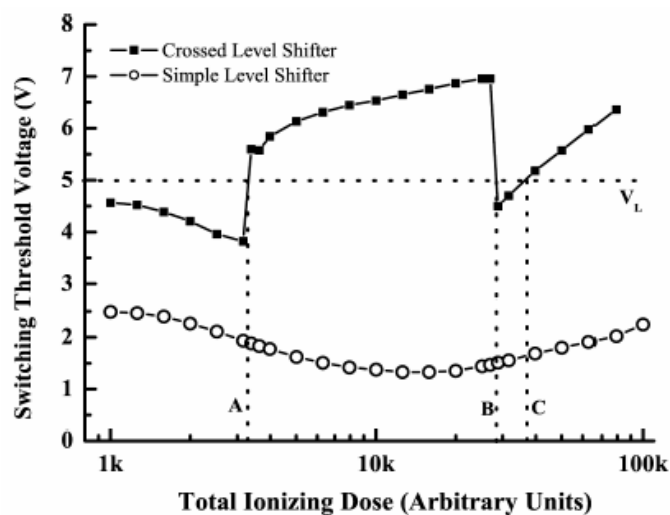


Fig.5.4.4. Evolución del valor umbral de conmutación de los típicos cambiadores de nivel de DC

Los resultados se muestran en la figura 5.4.4. En esta gráfica, para la estructura simple de Fig.5.4.2 muestra un descenso insignificante siguiendo un aumento al final. La información importante es provista de la evolución del valor umbral de conmutación de Fig.5.4.3, donde se muestra el efecto ventanado. Al principio de la radiación, antes de A, en que $V_{TH,N}$ llega a ser menor de 0V, $V_{TH,SW}$ disminuye levemente desde 4.56V hasta 3.82V. Una vez el valor de $V_{TH,N}$ es negativo, el valor de $V_{TH,SW}$ sufre un aumento repentino hasta 5.59V. Dado que el valor máximo de entrada es $V_L = 5V$, entonces la salida del cambiador DC de nivel es 0V cualquiera que sea el valor de la entrada lógica. Por lo tanto, el canal de *switch* analógico controlado por esta etapa estará abierto.

Si la dosis total de ionización sigue aumentando, la tensión umbral de transistor NMOS llegará su valor mínimo y después, comenzará a aumentar. El valor de $V_{TH,SW}$ que es mayor que la tensión de entrada lógica V_L , cambia regularmente debido a este hecho. Sin embargo, cuando el valor de $V_{TH,N}$ llegar a ser positivo otra vez, y el valor de $V_{TH,SW}$ sufre otra modificación repentina. Es decir, cuando el cambiador de nivel está en B, el valor de tensión umbral de conmutación cae desde 6.96V hasta 4.50V y el cambiador de nivel puede funcionar otra vez. Por consiguiente, el efecto ventanado es relacionado directamente con el valor negativo de tensión umbral de transistor NMOS.

Luego, la radiación sigue y $V_{TH,SW}$ aumenta lentamente, hasta que alcanza de nuevo el valor máximo de la entrada lógica $V_L = 5V$, la salida del cambiador de nivel no puede conmutar entre el estado de ON y OFF (C en la figura 5.4.4). Por tanto, el cambiador de nivel será destruido a menos que se pare la radiación y el recocido de los transistores sitúen del nuevo el valor de $V_{TH,SW}$ a la zona entre 0V-5V.

El último resultado desde las simulaciones es que un aumento de las fuentes de alimentación permite que este dispositivo conmute otra vez. Por ejemplo, si la simulación de

SPICE se repete con $V_L = 10V$ en lugar de $V_L = 5V$, el valor umbral lógico de conmutación calculado es $6.77V$. Por lo tanto, el dispositivo es capaz de conmutar. Esto es la causa de que en la primera sección las muestras de DG412 funcionasen con $V_L = 15V$ y no con $V_L = 5V$.

El mecanismo físico anterior para explicar el efecto ventanado puede ser aplicado no sólo a los *switches* analógicos sino también a otros dispositivos CMOS. Por lo tanto, el descubrimiento del efecto ventanado en el sistema tolerante a radiación es muy importante. Si no, podría fallar el dispositivo.

Al final, hay que tener en cuenta que la evolución de cualquier dispositivo CMOS depende de otros parámetros tales como el ratio de dosis, tensión de polarización y temperatura, etc. Por lo tanto, la característica del efecto ventanado sería afectada por estos parámetros.

E. Corrientes de fuga

Las corrientes de fuga observadas en los *switches* analógicos tienen las siguientes propiedades: Existencia un valor umbral de TID para que aparezcan las corrientes de fuga en los dispositivos bajo la radiación de gama, la dependencia de los valores lógicos de entrada y se puede simularlas con un par de transistor NMOS (Sección 5.5).

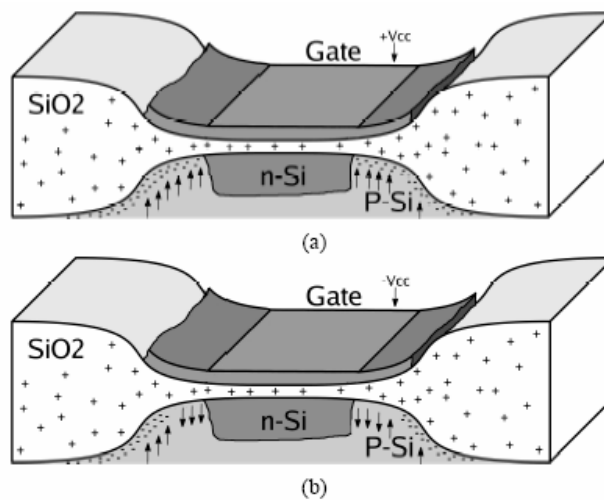


Fig.5.4.5. Efectos de la tensión de puerta sobre el canal-n parásito. Debido al almacenaje de carga positiva dentro del óxido epitaxial, electrones fluyen a la interfaz de silicio. La presencia de una tensión positiva en la puerta metálica encima del óxido epitaxial hace más fácil el desplazamiento de carga (a). Sin embargo, si la tensión es negativa, los electrones borran desde los estados de interfaz debajo de la capa de la puerta y cortan el canal parásito (b).

i) Corrientes de fuga y valores lógicos de entrada

Como se escribirá en capítulo 5.5, supongamos que las corrientes de fuga fluyen desde la fuente o drenador de NMOS del canal analógico a una zona-*n* unida a $-V_{DD}$. Una manera para explicar las corrientes de fuga, que aparecen sólo cuando el *switch* está cerrado (on), es que se crea un camino parásito bajo el óxido epitaxial entre dos zonas *n* de este dispositivo. En el caso del canal analógico de los *switches* CMOS, este camino empieza en la fuente o drenador del canal analógico del transistor NMOS y termina en la zona-*n* unido a $-V_{DD}$. Cuando el *switch* está abierto (*off*), la tensión de la puerta del transistor NMOS será $-V_{DD} = -15V$. Bajo las condiciones,

el campo eléctrico asociado con la tensión de puerta sería suficiente fuerte para repugnar las cargas negativas del canal parásito. Quizás, este fenómeno solamente ocurre en una parte del canal parásito más cerca a la puerta. No obstante, este camino puede ser cortado teniendo por resultado la desaparición de las corrientes de fuga (Fig. 5.4.5).

ii) *Minimum TID value and maximum saturation rate*

Durante la radiación, no hay corriente de fuga en los canales analógicos de los *switches* examinados (*ADG212* y *DG212* de Vishay Siliconix). En el resto aparecen corrientes de fuga demostrando dos propiedades: ante todo, existe un valor mínimo de TID para la aparición de las corrientes de fuga, y por otra parte, las corrientes de fuga siempre llegan a un valor máximo y después disminuyen ligeramente hasta un valor estable. En la tabla 5.4.1 se muestran los valores umbrales de TID que se necesitan en ambas situaciones anteriores.

TABLA 5.4.1: VALORES UMBRALES DE TID REQUERIDOS LA APARICIÓN DE CORRIENTES DE FUGA

Tested Switch	Threshold TID Gy	Top TID value Gy
ADG212	---	---
ADG412	25-30	Unknown
DG212(Vishay)	---	---
DG412(Vishay)	44-50	875-900
DG212(Maxim)	15-20	400-410
MAX313	96-100	350-360
MAX332	22-30	168-172

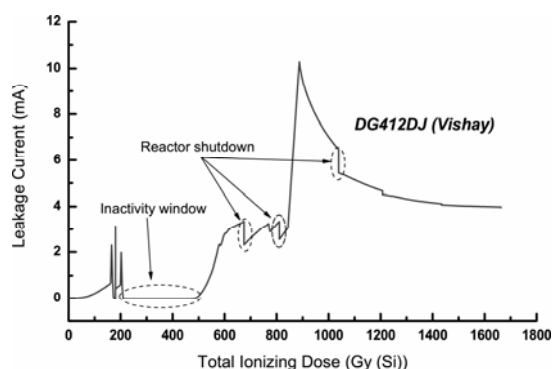


Fig. 5.4.6: Corriente de fuga de DG412 contra TID. Entre 200 y 500 Gy, hay un efecto ventanado y la corriente de fuga disminuye a 0. Asimismo, algunos picos están relacionados con periodos de descanso del reactor.

Un ejemplo (DG412 de *Vishay*) de este comportamiento se muestra en la figura 5.4.6. En este caso, se observa que el valor más alto de TID es 875-900 Gy cuando las corrientes llegan a su máximo valor de 10 mA y luego, este valor disminuye hasta 4mA. Cuando el valor de TID situado en 200-600 Gy, hay una ventanado sin corrientes de fuga. Una vez se terminan los ventanados, se recupera la capacidad de conmutación y aparecen las corrientes de fuga otra vez.

Se ha explicado las causas de la aparición de las corrientes de fuga en sección 2.3.1.B, según esta teoría, a causa de la gamma ionizante, se producen cargas positivas atrapadas en el interior de los óxidos epitaxial que atraen electrones desde el volumen p-dopado a la interfaz de SiO₂-Si. Se puede observar que si la carga atrapada total es suficiente alta, los electrones son más que los huecos a consecuencia de la aparición de las corrientes de fuga, lo que explica la existencia de un valor umbral de TID.

Luego, las cargas positivas emigran desde el volumen de SiO₂ hasta la interfaz creando estados de interfaz que atrapan electrones. Este fenómeno depende de la calidad del SiO₂ y de la aparición de hidrógeno. Por lo tanto, esta carga negativa se comporta en dirección opuesta a la carga positiva de óxido y los portadores negativos minoritarios desaparecerán. Aceptando que

cuanto mayor sea la concentración de portadores, mayor son las corrientes de fuga, es fácil entender la disminución de las corrientes de fuga después de llegar a su valor máximo. Asimismo, un similar comportamiento se ha observado en otros dispositivos CMOS (FPGA) con iones pesados [Aga03].

5.5. Simulación de la degradación de los *switches* analógicos en tecnología CMOS

Durante el proceso experimental de la irradiación, se ha medido la resistencia del canal de diversos *switches* analógicos, que es función de la tensión de uno de sus extremos y se ha intentado determinar los valores característicos de los componentes internos. Para ello, se han probado dos modelos del *switch* analógico en tecnología CMOS, uno para los *switches* sin corriente de fuga (Fig. 5.5.1) y otro con corriente de fuga (Fig. 5.5.2). En cada uno de ellos se ha intentado buscar el conjunto de parámetros que minimizan el valor de la suma de los cuadrados de las diferencias entre los valores predichos y los reales.

El motivo por el que se desea hallar un método para conocer los componentes internos de un *switch* es que éstos han sido sometidos a radiación y se ha observado que aparecen cambios en sus características. Se sabe con claridad cómo evolucionan los componentes electrónicos sencillos como diodos, transistores, etc. y todo sistema que esté compuesto por componentes sencillos evolucionará por la degradación de sus componentes internos. Sin embargo, para poder afirmar con rotundidad que esto es lo que ha ocurrido, es necesario saber como han cambiado cada uno de los componentes. Esta es la causa de que se hayan utilizado técnicas de optimización complejas.

Por otro lado, en electrónica física suelen encontrarse relaciones entre parámetros no lineales. Ejemplo de ello son los transistores NMOS, en el que la relación entre la corriente y tensiones puede ser cuadrática, cúbica, lineal o exponencial dependiendo del rango en el que se esté realizando el estudio. Otros componentes como diodos, transistores, JFET, etc. pueden modelarse con funciones no lineales a causa de la existencia de resistencias parásitas y fenómenos de segundo orden. La técnica que se va a utilizar puede usarse para conocer los parámetros de estos componentes.

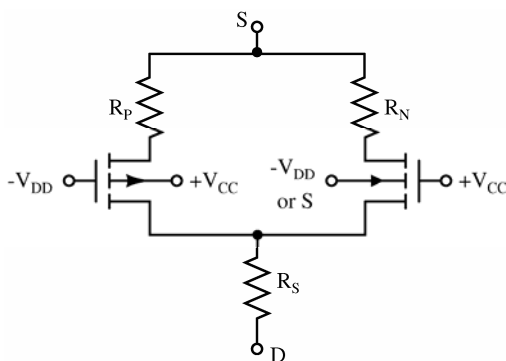


Fig.5.5.1: Un modelo sin corriente de fuga del *switch* analógico

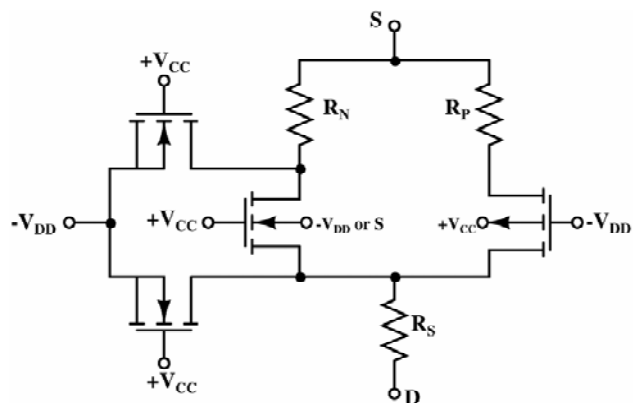


Fig.5.5.2 Modelo modificado de Fig.5.5.1 con la corriente de fuga presentado con un par de transistor NMOS parásito.

5.5.1 Modelos matemáticos de switches analógicos

Como se describió en las secciones 5.1.2 y 5.1.3, el componente más importante en los switches sería considerado como resistencias no lineales (Ver Fig.4.4.7). En la fórmula (5.5.1) se presenta la conductancia del un transistor ideal NMOS.

$$G_{DS,N} \cong \begin{cases} 0, & V_{GS} < V_{TN} \\ \beta \cdot [2(V_{GS} - V_{TN}) - V_{DS}] (1 + \lambda V_{DS}), & V_{DS} < V_{GS} - V_{TN} \\ \beta \cdot (V_{GS} - V_{TN})^2 / V_{DS}, & V_{DS} > V_{GS} - V_{TN} \end{cases} \quad (5.5.1)$$

En el caso de que se estuviera estudiando un transistor ideal PMOS (fórmula 5.5.2) es muy parecida a (5.5.1) y es:

$$G_{DS,P} \cong \begin{cases} 0, & V_{SG} \leq -V_{TP} \\ \beta \cdot [2(V_{SG} + V_{TP}) - V_{SD}] (1 + \lambda V_{SD}), & V_{SD} < V_{SG} + V_{TP} \\ \beta \cdot (V_{SG} + V_{TP})^2 / V_{SD}, & V_{SD} > V_{SG} + V_{TP} \end{cases} \quad (5.5.2)$$

Para estudiar un MOS real, es necesario recordar que un transistor NMOS siempre lleva asociadas resistencias parásitas. Por tanto, es necesario introducir en el modelo del transistor una resistencia en serie.

Por otro lado, existe la posibilidad de que se produzcan caídas de tensión adicionales por la existencia de resistencias entre las entradas del *switch* y las de los transistores. Estas resistencias se denominarán, de forma genérica, resistencias de los contactos.

Por último, hay que considerar el efecto de sustrato sobre la tensión umbral. Como se ve en la figura 5.1.5, los *switches* analógicos de precisión no tienen ese problema debido a la adición de dos transistores NMOS que unen el sustrato del transistor NMOS del canal con la fuente y sólo debe tenerse en cuenta en el transistor PMOS. En el tipo de *switch* de alta tensión hay que incorporar este efecto en los modelos de los dos transistores.

En resumen, el modelo que se propone para estudiar un *switch* analógico se muestra en la figura 5.5.1. Si hay corriente de fuga, el modelo se describe como la figura 5.5.2.

5.5.2 La técnica en algoritmos de optimización

Como se describió anteriormente, los *switches* analógicos muestran un comportamiento no lineal. Se propone un modelo no lineal cuyos coeficientes se calculan utilizando el método de minimización cuadrática no lineal con restricciones de límites. El problema de ajustar los datos experimentales (P.e. la tensión en las extremos del canal del *switch* analógico) a la función matemática con parámetros variables como $[\beta_{NMOS}, V_{T0NMOS}, R_{NMOS}, \text{etc.}]$, se formula frecuentemente como un problema de minimizar la suma de los cuadrados de los errores entre los datos teóricos $E(x, z_i)$ y experimentales y_i . La función objetivo se expresa en la formula 5.5.3.

Los problemas de mínimos cuadrados no lineales se resuelven usando los métodos de *Gauss-Newton* o de *Levenberg-Marquardt* [Gil89].

$$\min \chi^2(x) = \min \sum_{i=1}^m [E(x, z_i) - y_i]^2 \quad i = 1, \dots, m \quad (5.5.3)$$

El proceso total de optimización se describe en la figura 5.5.3.

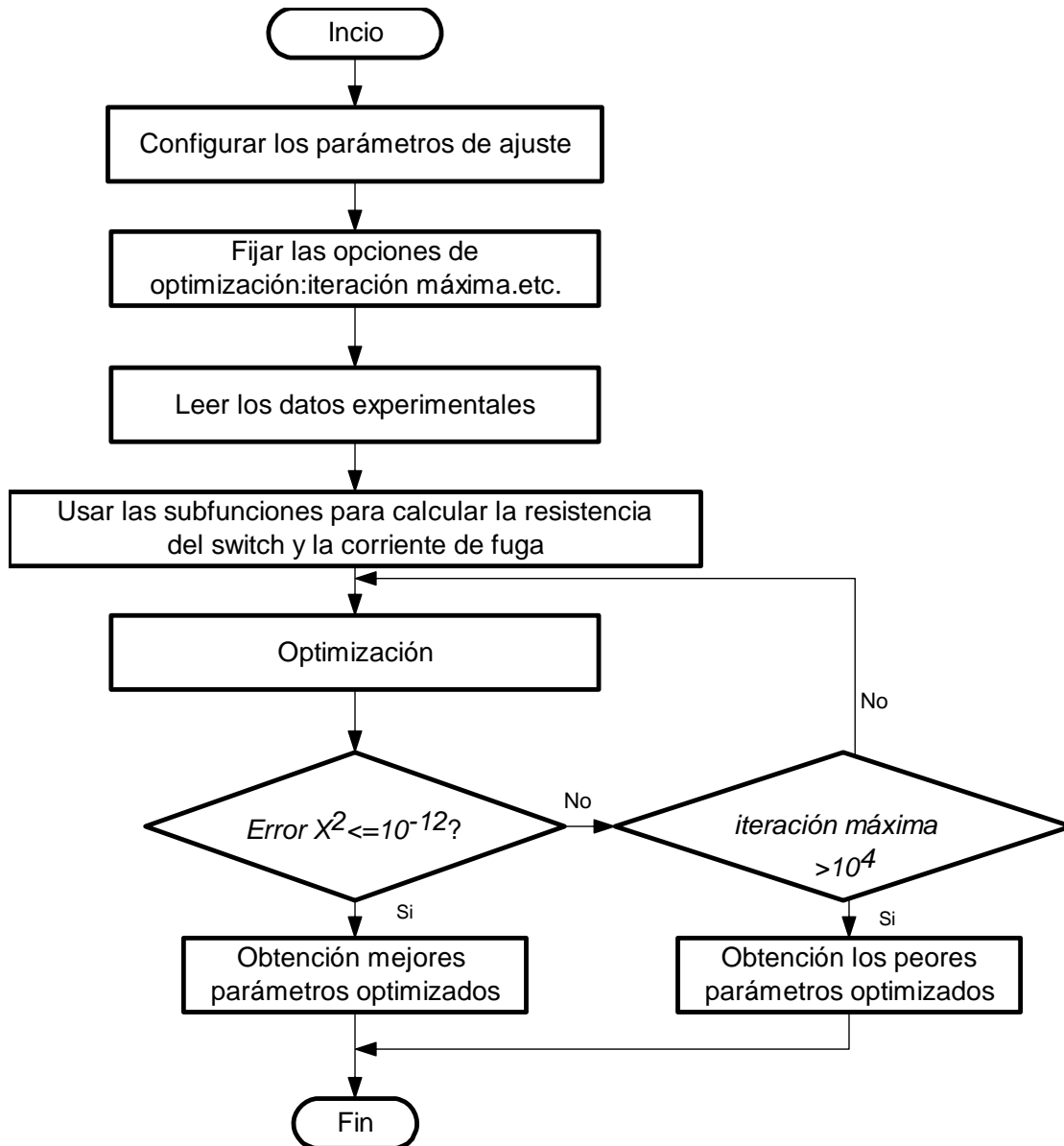


Fig. 5.5.3: Diagrama del resumen de programa optimizada

5.5.3 Resultado de simulación

A. Modelo del switch sin corriente de fuga

Los valores obtenidos tras ajustar los diferentes *switches* al modelo propuesto se muestran en las tablas 5.5.1 a 5.5.2.

Tabla 5.5.1: Parámetros de ADG212 no irradiado. El símbolo χ es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las diferencias: entre los valores teóricos y reales de la conductancia.

Supply	β NMOS	V_{T0} NMOS	R_{NMOS}	$R_{CONT.}$
0-10 V	9.75E-04	3.72E+00	1.35E+01	2.38E-04
0-15 V	9.64E-04	1.66E+00	3.64E+01	2.22E-14
± 10 V	9.99E-04	2.82E+00	1.89E+01	2.22E-14
± 15 V	8.72E-04	5.00E+00	3.29E+01	1.54E+00
Supply	β PMOS	V_{T0} PMOS	R_{PMOS}	χ^2
0-10 V	1.24E-03	-1.65E+00	2.59E+01	2.98E-06
0-15 V	1.12E-03	-7.04E-01	2.72E+01	1.48E-06
± 10 V	8.50E-04	-1.06E+00	1.19E+01	1.43E-06
± 15 V	7.26E-04	-7.76E-01	1.64E+01	4.04E-06

Tabla 5.5.2: Parámetros optimizados de ADG212 irradiado según el modelo Fig.5.5.1.

Supply	β NMOS	V_{T0} NMOS	R_{NMOS}	$R_{CONT.}$
0-10 V	5.37E-04	2.49E-00	1.97E+01	5.46E+00
0-15 V	5.63E-04	8.09E-04	2.15E+01	5.11E-02
± 10 V	7.62E-04	3.55E+00	4.05E+01	2.20E+00
± 15 V	5.16E-04	2.02E+00	3.79E+01	2.22E-14
Supply	β PMOS	V_{T0} PMOS	R_{PMOS}	χ^2
0-10 V	7.74E-04	-3.51E+00	5.34E-01	1.02E-05
0-15 V	8.90E-04	-3.91E+00	3.14E+01	9.87E-06
± 10 V	8.06E-04	-4.73E+00	2.41E+01	2.14E-06
± 15 V	5.73E-04	-2.74E-01	2.43E+01	6.49E-07

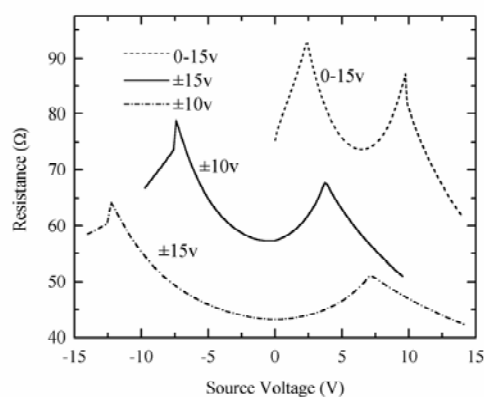


Fig. 5.5.4: Resistencia de ADG212 no irradiado con alimentación diferente

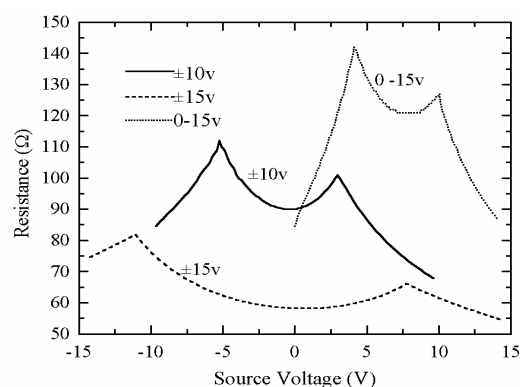


Fig. 5.5.5: Resistencia de ADG212 irradiado con alimentación diferente

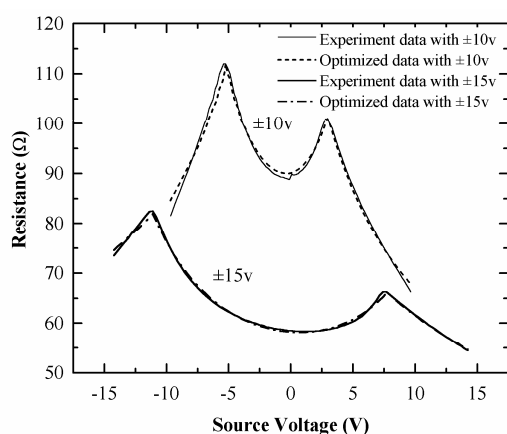


Fig.5.5.6: Evolución de la resistencia teórica y actual de ADG212 irradiado con alimentación $\pm 10V$ y $\pm 15V$

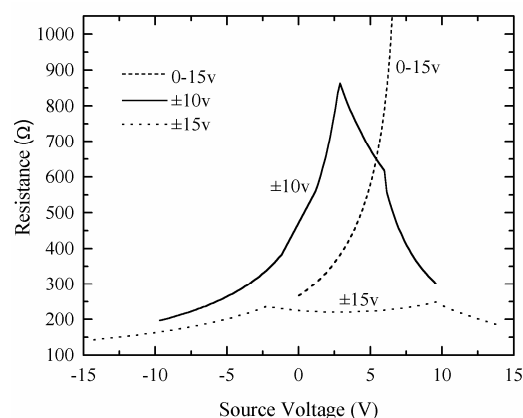


Fig.5.5.7: Evolución de la resistencia actual de DG212 (Vishay) irradiado con alimentación diferente

Tabla 5.5.3: Parámetros optimizados de DG212 irradiado según el modelo Fig.5.5.1

Supply	β NMOS	V_{T0} NMOS	R_{NMOS}	$R_{CONT.}$
0-15 V	2.08E-04	5.21E+00	7.56E+00	9.19E+00
± 10 V	2.01E-04	4.46E+00	1.29E+01	1.32E+01
± 15 V	2.19E-04	5.06E+00	4.18E+01	6.47E+00
Supply	β PMOS	V_{T0} PMOS	R_{PMOS}	χ^2
0-15 V	1.30E-04	-7.84E+00	4.24E+01	3.08E-06
± 10 V	1.81E-04	-9.55E+00	6.80E-12	5.33E-07
± 15 V	1.51E-04	-5.39E+00	2.79E+01	3.69E-08

5.5.2 y 5.5.3). Finalmente, se observa que los parámetros β , V_{T0NMOS} disminuyen, cuando la tensión de alimentación aumenta, excepto los del DG212 (Vishay)(Fig.5.5.7).

En el caso de los *switches* de precisión, el parámetro Φ_B de NMOS siempre es 1.00E-01 con cualquier tipo de *switch* y con cualquier tensión de alimentación. Esto se debe a que los *switches* de precisión son fabricados con el sustrato conectado a la fuente del *switch* (Ver parte 5.1). Por tanto, el parámetro V_{SB} es cero. Entonces, la expresión de la tensión umbral (5.1.1) no incluye el término V_{SB} y el parámetro Φ_B se reduce a una constante y no es un parámetro optimizado.

Comparando las figuras 5.5.4 y 5.5.5, por un lado, observamos que hay un crecimiento de la resistencia de *switch* después de la irradiación a consecuencia de la modificación de tensión umbral por la radiación de TID. Por otro lado, hay una disminución de la resistencia de *switch*, cuando se incrementa la tensión de alimentación no sólo antes de la irradiación, sino también después de la irradiación.

Sin embargo, sólo el *switch* DG412 (Vishay) con alimentación bipolar de 15V se adapta bien al modelo (Fig.5.5.1) y no funcionan en otros como ADG412, MAX313. La causa es que dentro ellos hay una corriente de fuga por la radiación de TID y por consiguiente, necesitamos buscar otro modelo (Fig.5.5.2).

B. Modelo del switch con corriente de fuga

Para examinar el modelo de la corriente de fuga (Ver Fig.5.5.2) utilizamos los *switches* ADG412, DG212 (Maxim) y MAX313. La corriente de fuga es más parecida a la de un transistor NMOS con su fuente conectada a la tensión negativa y el drenador en el canal de entrada del *switch* analógico. Sin embargo, razones de fabricación, en el modelo de la corriente de fuga se han utilizado un par de transistores parásitos en lugar de sólo uno. En realidad, los transistores parásitos no tienen un terminal de puerta. Por lo tanto, en la ecuación (4.4.8) se utiliza un valor arbitrario de $+V_{CC}$. Además, la corriente de fuga no es muy alta antes de la irradiación.

Los valores obtenidos tras ajustar los diferentes *switches* al modelo propuesto se muestran en las tablas 5.5.4 y 5.5.5 y las figuras (Fig.5.5.8 -5.5.11).

En primer lugar, en el *switch* de alta tensión para cualquier tipo de alimentación bipolar o unipolar, cuanta más alta sea la tensión de alimentación, se obtienen mejores resultados de optimización (Ver Fig.5.5.4). Segundo, cuando el *switch* fue polarizado con la alimentación bipolar, sus datos optimizados fueron mejores que para la alimentación unipolar (Ver las tablas

Utilizando los parámetros optimizados de *ADG412* que se muestran en la tabla 5.5.4, podemos obtener el valor teórico de la corriente de fuga (Figs.5.5.8 y 5.5.9). Se comparan el valor real y el teórico de la corriente de fuga de el *switch ADG412* con alimentación bipolar $\pm 15V$ (Fig.5.5.8).

Tabla 5.5.4: Parámetros optimizados del ADG412 irradiado

Supply	$\beta_1(\text{mA}\cdot\text{V}^{-2})$	V_{t1}	λ_1	χ^2
0-10 V	8.54E-02	1.21E+01	4.12E-03	1.13E-03
± 10 V	4.29E-02	1.43E+01	2.96E-03	6.86E-03
± 15 V	2.54E-01	2.94E+01	7.28E-02	9.17E-02
Supply	$\beta_2(\text{mA}\cdot\text{V}^{-2})$	V_{t2}	λ_2	
0-10 V	2.40E-14	1.41E+01	2.25E-01	
± 10 V	7.94E-03	9.54E+00	2.22E-14	
± 15 V	4.05E-02	2.27E+01	2.22E-14	

Tabla 5.5.5: Parámetros optimizados del MAX313 irradiado

Supply	$\beta_1(\text{mA}\cdot\text{V}^{-2})$	V_{t1}	λ_1	χ^2
0-15 V	3.57E-02	1.38E+01	3.26E-12	1.80E-05
± 10 V	1.01E+00	1.99E+01	2.26E-14	6.44E-05
± 15 V	1.15E-02	2.60E+01	2.22E-14	4.29E-04
Supply	$\beta_2(\text{mA}\cdot\text{V}^{-2})$	V_{t2}	λ_2	
0-15 V	6.63E-01	1.50E+01	4.49E-00	
± 10 V	5.89E-02	1.91E+00	3.14E-03	
± 15 V	1.48E-03	2.03E+01	2.25E-14	

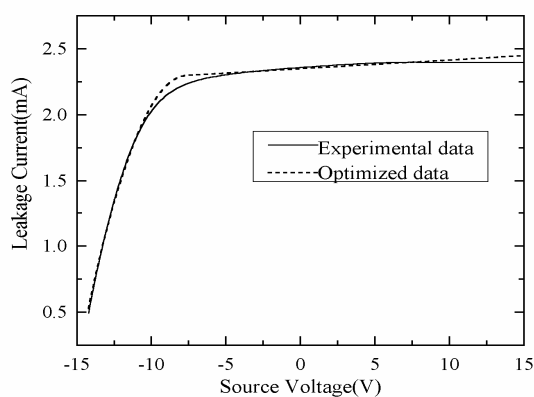


Fig.5.5.8: Diferencia entre el valor real y el teórico de la corriente de fuga del ADG412 irradiado, utilizando la suma de la corriente de dos transistores parásitos de NMOS

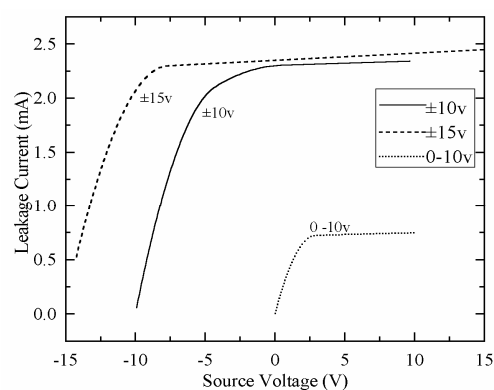
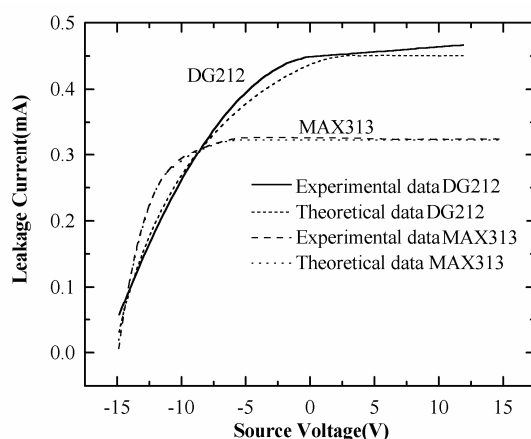
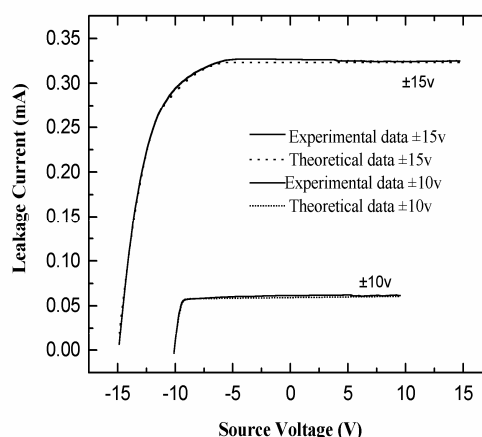


Fig. 5.5.9: Valores teóricos de la corriente de fuga del ADG412 irradiado con alimentación diferente

Fig.5.5.10: Diferencia entre el valor real y el teórico de la corriente de fuga del DG212 (Maxim) y MAX313 con alimentación bipolar $\pm 15V$ Fig.5.5.11: Corrientes de fuga del MAX313 con alimentación bipolar $\pm 10V$ y $\pm 15V$

En el caso de los *switches* *DG212 (Maxim)* y *MAX313* con alimentación bipolar de $\pm 10\text{V}$ y de $\pm 15\text{V}$ se utilizan también el modelo de Fig.5.5.2. En la figura 5.5.10 se muestra la diferencia entre el valor real y el teórico de la corriente de fuga del *DG212 (Maxim)* y *MAX313* con alimentación bipolar $\pm 15\text{V}$. Se ve claramente que el resultado del *MAX313* es mejor que el del *DG212 (Maxim)*. El valor real y el teórico de la corriente de fuga de *MAX313* con alimentación bipolar $\pm 10\text{V}$ y $\pm 15\text{V}$ se muestran en la figura 5.5.11 y los parámetros optimizados se muestran en la tabla 5.5.5. En resumen, se observa que con alimentación bipolar los *switches* se adaptan mejor al modelo (Fig.5.5.2), y cuanto mayor sea la diferencia del valor de la tensión de alimentación, más preciso es este modelo.

Desde el punto de vista de garantizar el funcionamiento del sistema electrónico, es importante estimar la degradación del dispositivo irradiado lo más posible. Utilizando la tecnología de optimización, podemos predecir la degradación de los *switches* analógicos CMOS. Este método puede ser usado para predecir la degradación de otros dispositivos comerciales en tecnología CMOS.

CAPÍTULO 6

EFECTOS DE LA RADIACIÓN SOBRE LOS CIRCUITOS DE SUPERVISIÓN

Como se describe en la figura 1.5, las FPGAs son utilizadas en el sistema de control de criogenia del LHC. FPGA es el acrónimo de *Field-programmable gate array* (Matriz de puertas programable por un usuario en el ‘campo’ de una aplicación). Se trata de dispositivos electrónicos digitales programables de muy alta densidad. Con objeto de protegerlas, es necesario utilizar circuitos de supervisión teniendo función de *Watchdog* en este sistema de control. Sin embargo, la selección de los circuitos de supervisión deber realizarse con mucho cuidado debido a la radiación ($5 \cdot 10^{13} \text{ n}\cdot\text{cm}^{-2}$ y 1-3 kGy (Si)).

6.1 Dispositivos examinados

Durante una semana se irradiaron cuatro muestras CMOS de compañías diferentes (ADM692, de Analog Devices; MAX690, MAX1232 y MAX6304, de Maxim). La dosis recibida es equivalente a la operación de 10 años de vida del LHC.

Todas las muestras tienen las funciones de *up* RESET, backup-battery switchover, watchdog timer, aviso de fallo de fuente y la protección de escribir en RAM CMOS. La disposición de los terminales se muestra en la figura 6.1. Hay cuatro muestras de cada modelo. Todos son en paquete DIP8 y es producto en tecnología CMOS. Las diferencias entre ellos son el valor de tensión umbral de RESET, el valor de tensión umbral para detectar el fallo de la alimentación, además del período y retraso de contador de *watchdog*. Los parámetros principales se muestran en la tabla 6.1.

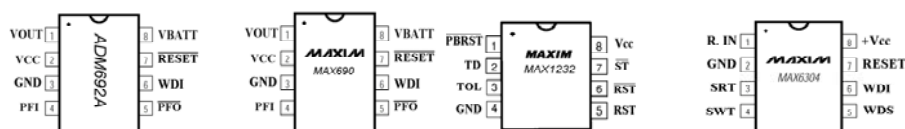


Fig.6.1. Disposición de pin de los circuitos de supervisors (ADM692 y MAX690 tienen misma configuración de pin)

Para medir los diferentes parámetros bajo radiación, se muestran en las figuras 6.2-6.4 los circuitos de medida. Podemos medir los parámetros característicos de los circuitos de supervisor bajo la radiación. Durante la mayor parte de la radiación, los dispositivos son alimentados con

+5 V, sin embargo, durante la caracterización, la fuente de tensión es sustituida por V_{IN} y V_{IN} es variable y es controlado por el sistema de medida.

La medida se realizaba aplicando a V_{IN} una tensión en forma de escalera entre 3V y 5.5V, en escalones de 50 mV. Las medidas ‘on line’ se tomaban cada 10 minutos incluyendo los valores de la tensión de salida, la relación entre las entradas ($+V_{CC}$ o PFI) y las salidas (OUT , \overline{PFO} y \overline{RESET}). Otros parámetros (p.e. la anchura de ciclo de histéresis, el período de *watchdog*, etc.) fueron medidos después de la irradiación.

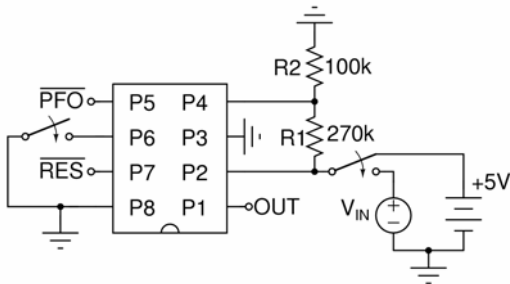


Fig. 6.2: Circuito de test de ADM692 y MAX690

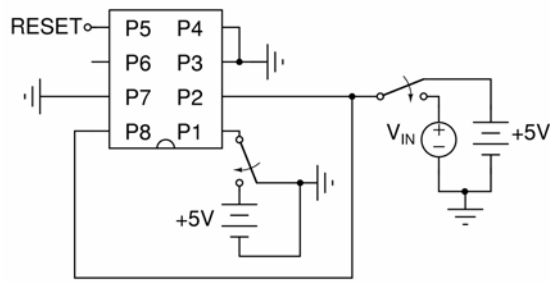


Fig.6.3: Circuito de test de MAX1232

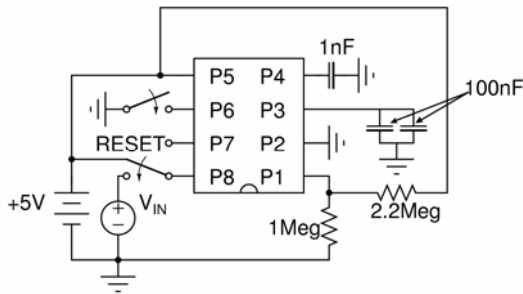


Fig.6.4: Circuito de test de MAX6304

TABLA 6.1: PARÁMETROS PRINCIPALES DE LOS CIRCUITOS SUPERVISORES ANTES DE RADIACIÓN

PARAMETERS	ADM692	MAX690	MAX1232	MAX6304
Watchdog timeout period (s)	1.6	1.6	1.2	1.87
Input threshold voltage for power fail warning (V)	1.25	1.3	2.0	1.22
Reset voltage threshold (V)	4.4	4.65	4.75	3.9
Reset threshold hysteresis (mV)	40	20	No	20

La dosis de radiación recibida por cada circuito se describe en la tabla 6.2. Como se describe en la sección 3.1.2, la dosis de radiación gamma residual es una función de la distancia a la cara interior de la cavidad. Cuanto mayor sea la distancia, menor la dosis de radiación reciben los circuitos.

TABLA 6.2: DOSIS DE RADIACIÓN RECIBIDA DE LOS CIRCUITOS

Φ n·cm ⁻²	FLUX n·cm ⁻² ·s ⁻¹	TID Gy	DOSE RATE Gy/h	Φ /TID RATIO n·cm ⁻² /Gy
9.51E+13	4.40E+08	1655	27.58	5.75E+10
7.18E+13	3.32E+08	1335	22.25	5.38E+10
5.43E+13	2.51E+08	1095	18.25	4.96E+10
3.97E+13	1.84E+08	900	15	4.41E+10

6.2 Resultados experimentales

6.2.1 Corriente de alimentación

Teniendo en cuenta la tecnología CMOS, este parámetro aumenta por la aparición de corrientes de fuga. Esto se observa en el modelo MAX6304 (Fig.6.5). Sin embargo, el comportamiento del modelo de MAX1232 es diferente completamente (Fig. 6.8). La corriente de alimentación disminuye en vez de aumentar. La causa de este comportamiento extraño se explica a consecuencia del daño por desplazamiento de la radiación de neutrones. En cuanto a MAX690 y ADM692 (Fig. 6.6-6.7), su corriente de alimentación es variable, y el valor es inferior a 5 mA.

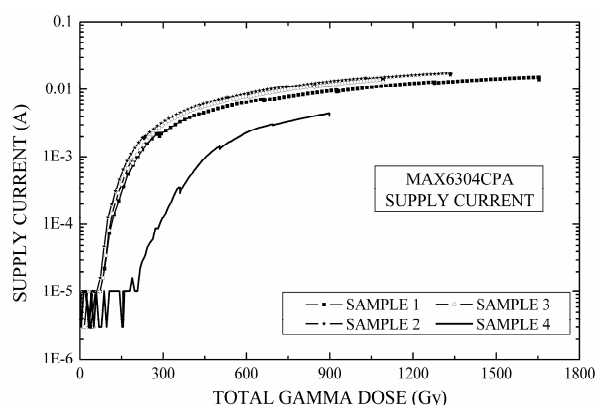


Fig.6.5: Evolución de la corriente de alimentación en función de TID de MAX6304

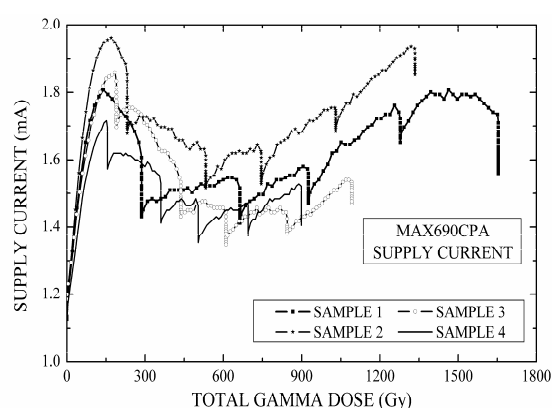


Fig. 6.6: Evolución de la corriente de alimentación en función de TID de MAX690

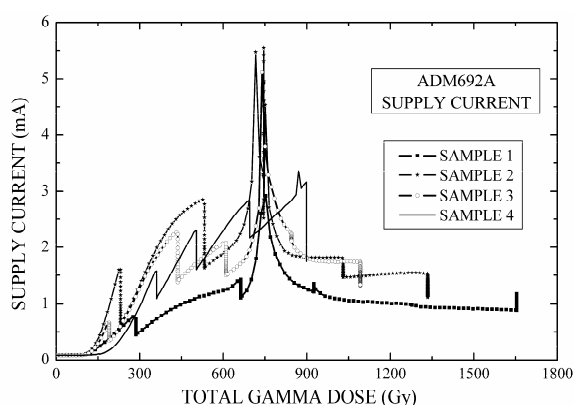


Fig. 6.7: Evolución de la corriente de alimentación en función de TID de ADM692

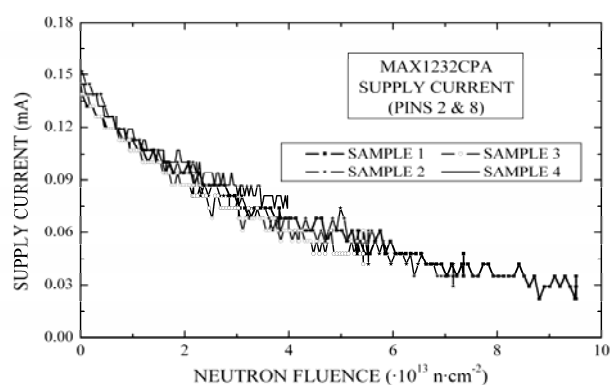


Fig. 6.8: Evolución de la corriente de alimentación en función de TID de MAX1232

6.2.2 Función de Watchdog

TABLA 6.3: CARACTERÍSTICAS DE LA SALIDA DE \overline{RESET} EN ADM692

SAMPLE	TID Gy	Φ $n \cdot cm^{-2}$	PERIOD s	DUTY CYCLE
1	1665	$9.51 \cdot 10^{13}$	1.567	88.70%
2	1335	$7.18 \cdot 10^{13}$	1.483	88.20%
3	1095	$5.43 \cdot 10^{13}$	1.481	87.71%
4	900	$3.97 \cdot 10^{13}$	1.706	87.46%
INITIAL	0	0	1.6	85.74%

La función de *Watchdog* desaparece rápidamente en los modelos MAX6304 y MAX1232. Podemos observar que el período de ADM692 casi no cambia después de la radiación y solamente hay un poco de aumento en el ciclo de trabajo (Tabla 6.3).

TABLA 6.4: CARACTERÍSTICAS DE LA SALIDA DE \overline{RESET} EN MAX690

SAMPLE	TID Gy	Φ $n \cdot cm^{-2}$	PERIOD s	DUTY CYCLE
2	1335	$7.18 \cdot 10^{13}$	49.2	96.91%
3	1095	$5.43 \cdot 10^{13}$	29.3	96.75%
4	900	$3.97 \cdot 10^{13}$	12.2	96.76%
INITIAL	0	0	1.6	96.87%

Sin embargo, en MAX690, el período cambia mucho, desde 1.6 segundos a 49.2 segundos (Tabla 6.4).

6.2.3 Características adicionales

Aunque el objetivo del experimento de la radiación es encontrar el comportamiento de la función de *watchdog*, observamos también algunas características interesantes:

Primero, el nivel disparo es superior al rango del nivel de TTL en MAX690 (Fig.6.9).

Segundo, hay histéresis en la tensión umbral de RESET en ADM692 (Tabla 6.5).

Además, la corriente más alta de salida que puede suministrar ADM690 casi no cambia bajo la radiación (Tabla 6.6), mientras que se afecta levemente en MAX690 (Tabla 6.7).

TABLA 6.5: TENSIÓN UMBRAL DE \overline{RESET} DE ADM692

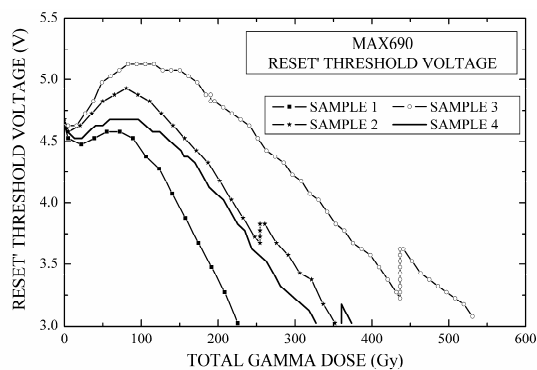
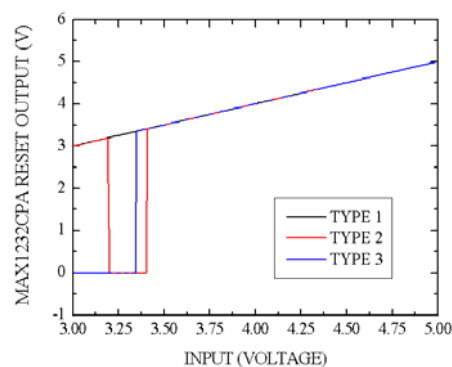
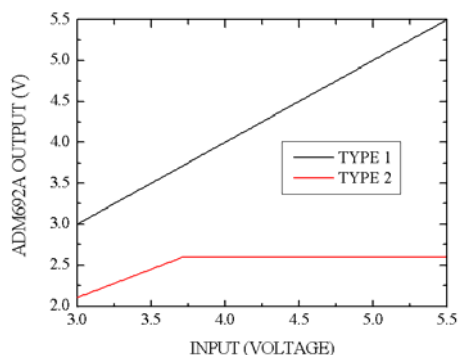
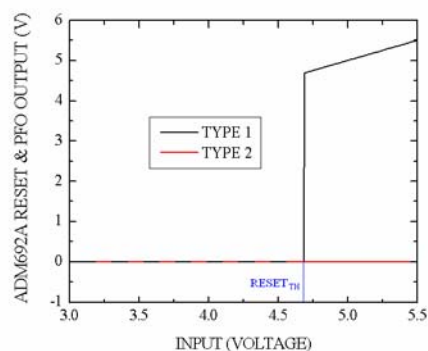
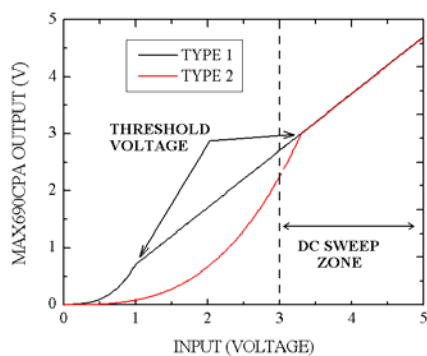
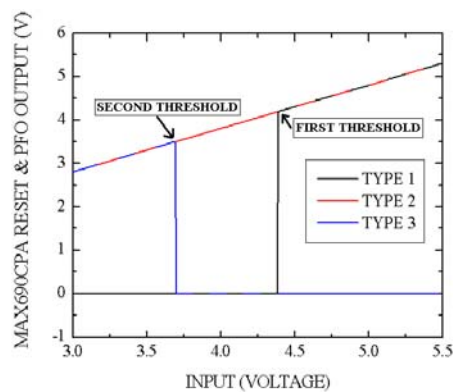
TID (Gy)	Φ ($n \cdot cm^{-2}$)	RESET TH. DOWN (V)	RESET TH. UP (V)	HYSTERESIS (mV)
1665	$9.51 \cdot 10^{13}$	4.73	4.76	30
1335	$7.18 \cdot 10^{13}$	4.96	5.24	280
1095	$5.43 \cdot 10^{13}$	4.69	4.95	260
900	$3.97 \cdot 10^{13}$	4.45	4.72	270

TABLA 6.6: CORRIENTES MÁS ALTA DE SALIDA QUE PUEDE SUMINISTRAR ADM692 DESPUÉS DE RADIACIÓN

SAMPLE	Φ $n \cdot cm^{-2}$	TID Gy	OUT A	\overline{RESET} mA	\overline{PFO} mA
1	$9.51 \cdot 10^{13}$	1655	>1	4.8	4.8
2	$7.18 \cdot 10^{13}$	1335	>1	4.7	4.7
3	$5.43 \cdot 10^{13}$	1095	>1	4.9	5.0
4	$3.97 \cdot 10^{13}$	900	>1	5.4	5.4
INITIAL	0	0	>1	5.5	5.5

TABLA 6.7: CORRIENTES MÁS ALTA DE SALIDA QUE PUEDE SUMINISTRAR MAX690 DESPUÉS DE RADIACIÓN

SAMPLE	Φ n·cm ⁻²	TID Gy	OUT mA	\overline{RESET} μ A	\overline{PFO} μ A
1	$9.51 \cdot 10^{13}$	1655	2.29	0	0
2	$7.18 \cdot 10^{13}$	1335	2.30	0.1	0.1
3	$5.43 \cdot 10^{13}$	1095	8.0	0.1	0.1
4	$3.97 \cdot 10^{13}$	900	21	3.5	3.5
INITIAL	0	0	>1 A	8	8

Fig. 6.9: Evolución de tensión umbral de \overline{RESET} de MAX690Fig. 6.10: Diferentes tipos de relación entre la entrada y la salida de \overline{RESET} de MAX1232 durante la radiaciónFig. 6.11: Relación entre V_{CC} y OUT de ADM692 durante la radiación.Fig. 6.12: Relación entre V_{CC} y la salida de \overline{RESET} de ADM692 antes y después de la radiación.Fig. 6.13: Relación entre V_{CC} y OUT de MAX690 antes y después de la radiación.Fig. 6.14: Relación entre V_{CC} y la salida de \overline{PFO} de MAX690 antes y después de la radiación. El primer valor umbral fue relacionado al tipo 1 y la del segundo al tipo 3.

6.2.4 Relación entre la entrada (V_{CC}) y salida (OUT , \overline{PFO} o \overline{RESET})

En las figuras 6.10-6.14 se muestran las relaciones entre las entradas y las salidas de modelos diferentes. Las formas de las curvas cambian mucho a causa de la modificación de la tensión umbral bajo la radiación.

6.3 Discusión

El fenómeno de que la corriente de alimentación disminuya en MAX1232 se asocia con el daño por desplazamiento. Por una parte, el efecto importante de este daño es el aumento de resistividad, entonces la resistencia interna de MAX1232 crece de esta manera y hay un descenso en su corriente de alimentación. Por otra parte, la disminución de la corriente de alimentación puede ser debida a la ausencia de corrientes de fuga bajo el óxido epitaxial.

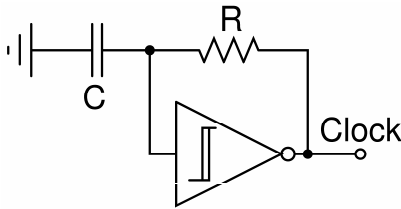


Fig.6.15: Un típico generador de reloj Schmitt

Para explicar la causa de incremento del periodo de *watchdog*, utilizamos un reloj Schmitt (Fig. 6.15), que es usado frecuentemente en el diseño de circuito digital. Se ve claramente que su salida es una onda cuadrada con un periodo proporcional a $R \cdot C$. Durante la radiación, el valor del condensador es dependiente de su tecnología. Como se describe en el capítulo 2, se confirma con experimentos que los condensadores de una unión PN en inversa son muy resistentes a la radiación y los condensadores en MOS aumentan debido al cambio de la tensión umbral por la radiación ionizante (Fig.4.2.1). Asimismo, si la resistencia interna es de tipo silicio, por la radiación aumenta su valor y evidentemente, crece el periodo de la señal de salida.

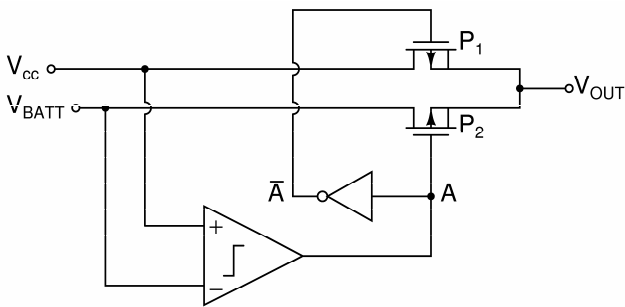


Fig.6.16: Topología de salida de MAX690 y ADM692

Además, hay algunas causas posibles que hacen que la corriente de salida de MAX690 disminuya en proporción a la radiación. Según la topología de salida (Fig. 6.16), hay dos transistores PMOS en el canal de salida de MAX690, cuya corriente de drenador es la siguiente:

$$I_{DS,P} = \begin{cases} \frac{k_p}{2} \cdot [2 \cdot (V_{SG} + V_{THP}) \cdot V_{SD} - V_{SD}^2] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \leftrightarrow Si V_{SD} \leq V_{SG} + V_{THP} \\ \frac{k_p}{2} \cdot (V_{SG} + V_{THP})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{SD}) \leftrightarrow Si V_{SD} \geq V_{SG} + V_{THP} \end{cases}$$

Cuando la salida se conecta a tierra, este dispositivo puede suministrar la corriente máxima de salida. Entonces, el transistor de arriba está en la zona saturación a causa de $V_{SG} = +V_{CC} = V_{SD}$, por lo tanto, $I_{MAX} = \beta \cdot (V_{CC} + V_{TH,P})^2$. A consecuencia del descenso de la movilidad de superficie asociado con la TID y al mismo tiempo al daño por desplazamiento, que hace que el valor de la transconductancia $\beta (=k_p/2)$ disminuya. Además, el valor de la tensión umbral de transistor PMOS aumenta negativamente. Por lo tanto, la corriente de drenador disminuye. El tercer factor que puede explicar la disminución de la corriente de salida se relaciona con el incremento de la resistencia parásita en los transistores de efecto de campo. Estas resistencias se fabrican en silicio y se encuentran entre las metalizaciones y el canal MOSFET. Debido a su naturaleza de semiconductor, su valor aumentará, por consiguiente, la corriente entre la fuente de alimentación y la salida es limitada. A causa de los hechos anteriores, la corriente de salida de MAX690 disminuye.

La topología de \overline{RESET} y \overline{PFO} en MAX690 es similar a un conversor CMOS que consiste en un par de transistor PMOS y NMOS. Entonces, la causa anterior también puede ser explicada la disminución de corrientes de \overline{RESET} y \overline{PFO} en MAX690.

6.4 Conclusión

Al final, la conclusión es que ADM692 es propuesto a ser utilizado en del sistema cirogenia del *LHC* en el *CERN*. Los fenómenos interesantes, por ejemplo, el aumento de la anchura del periodo en algunos dispositivos se relaciona a un efecto secundario de la radiación en dispositivos CMOS.

CAPÍTULO 7

EFECTOS DE LA RADIACIÓN SOBRE LOS AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO

El amplificador de aislamiento es un tipo de amplificador diseñado para aislar dos circuitos entre sí, pero permitiendo el paso de información entre ellos. Esto es útil cuando los dos circuitos están alimentados a tensiones muy diferentes, tienen una referencia diferente o simplemente están alejados.

La temperatura del HTS (High Temperature Sensors) en el sistema de criogenia del LHC será medida con sensores PT-100. Esta temperatura debe estar en el rango de 40-300 K, por lo tanto, el valor de resistencia de PT-100 variará entre $10\ \Omega$ y $100\ \Omega$. Además, la tensión DC entre *leads* de HTS y la tierra puede llegar a 1900V. Los amplificadores de aislamiento son apropiados para resolver este problema de medida.

Para aislar la etapa entre la entrada y salida, generalmente, hay tres dispositivos típicos como optoacopladores, transformadores de acoplamiento y condensadores [Pey93]. Como el optoacoplador es sensible al daño por desplazamiento [Mes92], no lo usaremos aquí. En vista de la causa anterior, ponemos énfasis en estudiar los amplificadores de aislamiento utilizando transformadores de acoplamiento y condensadores.

7.1 Descripción de los dispositivos de aislamientos examinados

En la tabla 7.1 se muestran los dispositivos de aislamiento examinados. Los AD202, AD204, AD210 y AD215 son de tipo de aislamiento con transformador de Analog Devices (Fig.7.1).

Tabla 7.1: Dispositivos de aislamiento examinados

Model	Manufacturer	Kind	Internal Isolated Regulators?	DC Isolation	Main Characteristics
AD202	AD	Isolation amplifier	Yes, $\pm V_{ISO}$	$\pm 2000V$	Low cost, miniature, unipolar supply
AD204	AD	Isolation amplifier	Yes, $\pm V_{ISO}$	$\pm 2000V$	Similar to AD202 but with external clock signal, provided by AD246(also tested)
AD210	AD	Isolation amplifier	Yes, $\pm V_{ISO}$ & $\pm V_{OSS}$	$\pm 3500V$	Precision, wide bandwidth, 3-port
AD215	AD	Isolation amplifier	Yes	$\pm 1500V$	120 kHz bandwidth, low distortion
1B41	AD	Isolated signal conditioner	Yes	$\pm 1500V$	Very few additional external devices
ISO122	TI	Isolation amplifier	No	$\pm 1500V$	Precision lowest cost
ISO124	TI	Isolation amplifier	No	$\pm 1500V$	Precision lowest cost

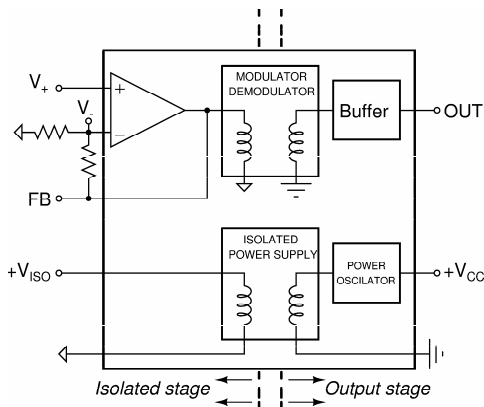


Fig.7.1: Estructura típica de los amplificadores de aislamiento de Analog Devices. Transformadores de acoplamiento (Coupling transformers) permite la comunicación entre las etapas aisladas. Resistores adicionales determinan la ganancia de DC del system.

La peculiar estructura interna del AD202, que consta de un amplificador operacional aislado galvánicamente del buffer de la etapa de salida, nos inclina a realizar un estudio simultáneo del amplificador de entrada y del amplificador total. De esta forma se puede determinar qué etapa ha sufrido mayor daño por la irradiación.

AD204 es similar al AD202 con la salvedad de que no tiene fuente conmutada interna. Por esta causa, debe añadirse el circuito integrado AD246, que transforma

una alimentación de 15V en una onda cuadrada entre 0-15V de 25 kHz y ciclo de trabajo del 50%. Esta configuración tiene la ventaja de que varios amplificadores AD204 pueden estar en la misma placa compartiendo la misma señal de reloj. Se ha decidido implementar en la misma placa los dos circuitos integrados.

AD210 es muy parecido al modelo AD202. La mayor diferencia estriba en que es un amplificador de tres puertos, es decir, que se han aislado la etapa de entrada, la de salida y la de alimentación. Por motivos prácticos, se han unido las tierras de la alimentación y de la etapa de salida. En este caso, el estudio de este amplificador es idéntico al del modelo AD202 con la única salvedad de que deben medirse también las tensiones de alimentación de $\pm 7.5V$ de la etapa de salida y no sólo las de la entrada.

AD215 es similar al modelo AD202 con algunas salvedades. En primer lugar, hay dos alimentaciones de $\pm 15 V$ en lugar de una de 15 V. Por otro lado, las corrientes de polarización de la entrada son bastante grandes por lo que es necesario medirlas on-line.

Además, hay un acondicionador de señal IB41 (*Analog Devices*) que se aísla la etapa de entrada y salida con un transformador magnético. (Fig.7.2).

ISO122 y ISO124 de Texas Instruments, a diferencia de los modelos de Analog Devices, los amplificadores utilizan un condensador para aislar las dos partes del dispositivo. Requieren alimentaciones independientes y es imposible variar la ganancia del amplificador ($G = 1$). Sólo puede funcionar como seguidor de tensión. (Fig.7.3).

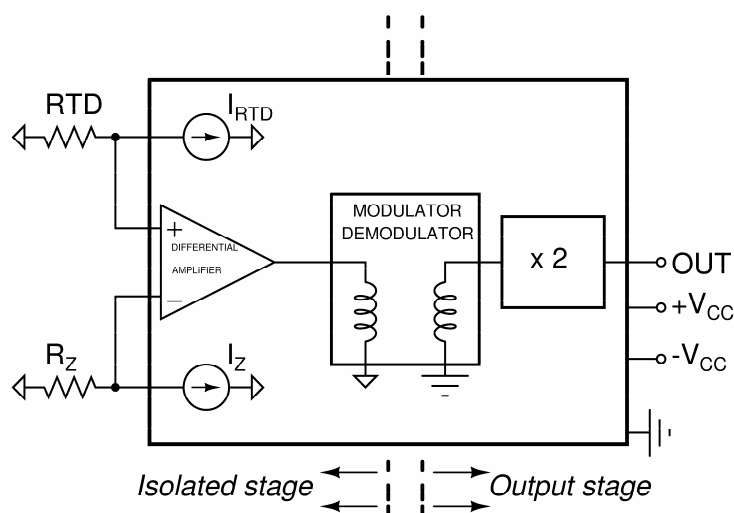
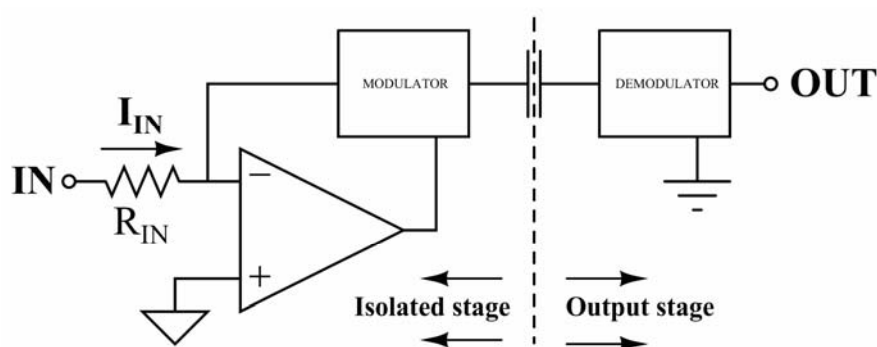


Fig. 7.2: Simplificada topología interna del acondicionador de señales 1B41

Fig. 7.3: Simplificada estructura interna de ISO12X. Teóricamente, el valor de R_{IN} es 200 k Ω .

7.2 Parámetros electrónicos

Todos los amplificadores de aislamientos de Analog Devices (Fig. 7.1) pueden ser divididos en algunas secciones: Amplificador operacional aislado, fuente de alimentación aislada y etapa de salida. Por tanto, la caracterización del amplificador de aislamiento entero se realizará en tres partes:

a) *Parámetros del amplificador operacional*: Como otros amplificadores operacionales, los parámetros en la etapa aislada tienen una tensión de offset de entrada V_{IOS} y corrientes de polarización de entrada, I_{B+} & I_{B-} . Asimismo, es interesante describir la función de transferencia entre V_{IN} y V_{FB} por la ganancia de DC, que dependen de las resistencias externas, de la ganancia de lazo abierto y del error típico de salida.

b) *Reguladores internos aislados*: el valor medio de la tensión y la tensión con rizado (*Mean & ripple voltages*), son parámetros importantes en esta sección, tanto como la corriente de salida.

c) Coeficiente de transmisión: las tensiones de *FB* y *OUT* en un amplificador ideal de aislamiento son iguales. Sin embargo, la relación $V_{OUT} = TC \cdot V_{FB} + V_{OUT,OS}$ cambia, en un real, donde *TC* es el coeficiente de transmisión (idealmente 1) y $V_{OUT,OS}$ la tensión de offset relacionado con la etapa de salida.

Por el contrario, los amplificadores de aislamiento ISO12X son muy sencillos (Fig.7.3). Los parámetros importantes son la ganancia de DC, *G*, y la tensión de *offset* de salida, $V_{OUT,OS}$, ya que son necesarios para calcular el valor de la salida desde la entrada ($V_{OUT} = G \cdot V_{IN} + V_{OUT,OS}$). Además, el valor de R_{IN} se mide comparando con una resistencia externa.

Al final, a diferencia de otros amplificadores de aislamiento, el amplificador 1B41 se examina cuando está midiendo una resistencia conocida durante la radiación. Así que, algunos dispositivos fueron irradiados para saber el valor de salida asociado con sus entradas conectadas a resistencias diferentes (10~100 Ω), que hacen el papel de sensores R_{TD} .

7.3 Resultados Experimentales

7.3.1 Resultados sobre los amplificadores de aislamientos de AD2XY

Excepto el AD215 (Fig.7.5), los parámetros de tensión de offset de entrada, corrientes de polarización de entrada y tensión de offset de salida no varían bajo la radiación de $2.9 \cdot 10^{13} \text{ n} \cdot \text{cm}^{-2}$ y 478 Gy(Si) (Fig.7.4 y Fig.7.7). AD215 muestra un aumento en estos parámetros. Hemos concluido que la causa del daño principal es el daño por desplazamiento más que la radiación ionizante.

El parámetro de la ganancia de DC en la etapa de entrada (*DC gain in input stage*) se mide en dos situaciones: una se configura como un buffer con la ganancia de unidad, y en otra la ganancia se pone como 11 con un par de resistencia con valores de 22 k Ω y 220 k Ω . En algunos modelos (AD202 y AD204) la ganancia DC en la etapa de entrada se ve afectada por una disminución en la ganancia de lazo abierto bajo la radiación de $1.2 \cdot 10^{13} \text{ n} / \text{cm}^2$ y 198 Gy(Si).

El coeficiente de transmisión disminuye en todos los amplificadores de aislamiento examinados, sobre todo en AD202 y AD204 (Fig.7.6). Además, la tensión de offset de salida apenas cambia excepto en el AD215 (Fig.7.7). Para investigar la relación no-lineal entre la entrada y salida, se define el error típico de salida. En la tabla 7.2 se muestran los resultados obtenidos durante la radiación. Se observa que cuanto mayor sea la ganancia, mayor es el valor del error.

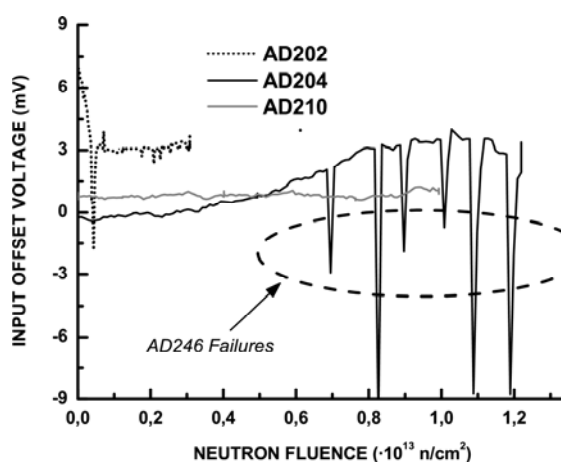


Fig. 7.4: Evolución de V_{IOS} en amplificadores de aislamiento de AD. Picos en AD204 está relacionado con los fallos transitorios del driver del reloj externo de AD246.

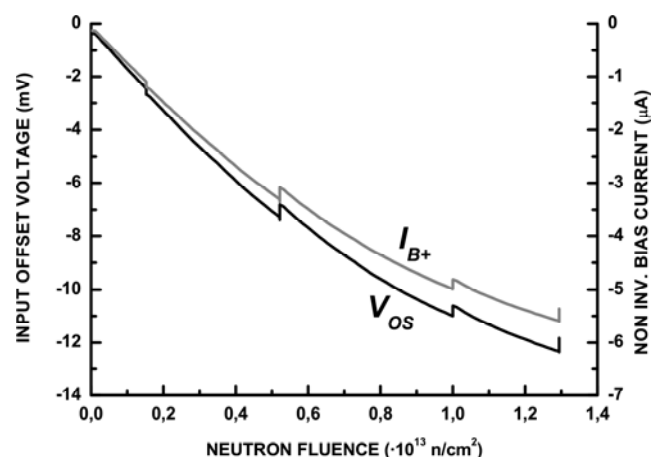


Fig. 7.5: Evolución de los parámetros de DC de entrada de AD215.

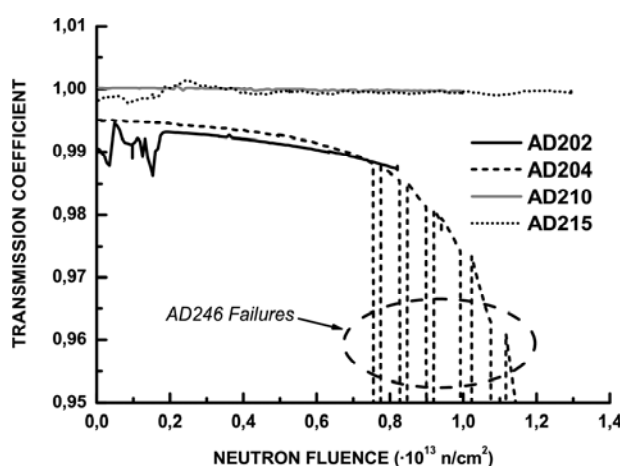


Fig. 7.6: Coeficiente de transmisión de los amplificadores de aislamiento de AD. Discontinuidades en AD204 fueron relacionado con los fallos de AD246.

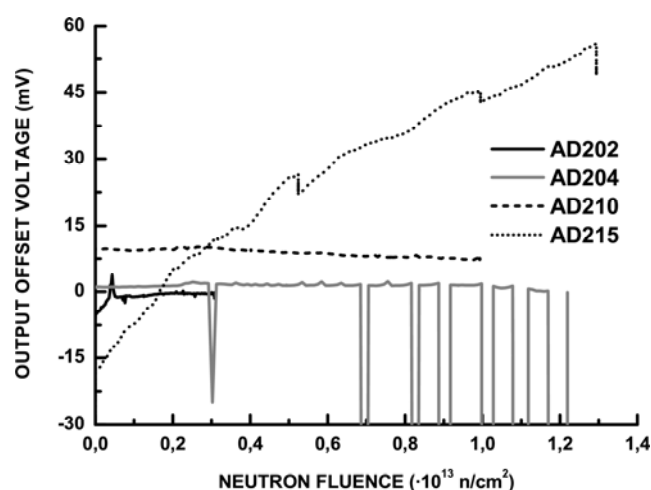


Fig. 7.7: Tensión de *offset* de salida, $V_{OUT, OS}$, de los amplificadores de aislamiento de AD.

Tabla 7.2: Valor de error típico de amplificadores de aislamiento de AD

Model	DC Gain=1	Gain drift	DC Gain=11	Gain drift
AD202	0.3	30	1.3	130
AD204	0.15	15	0.4	40
AD210	0.03	1.5	0.1	5
AD215	0.1	5	0.2	10
	mV	ppm	mV	ppm

En cuanto a los reguladores aislados, su tensión de DC de salida aumenta debido a que hay un descenso del consumo de corriente de los amplificadores operacionales que son la carga

del regulador interno. Asimismo, la tensión rizada disminuye en todos los reguladores de aislamiento integrados.

El AD246, un reloj externo, se usa con objeto de suministrar una onda cuadrada de 0-15V al AD204. Este dispositivo es tolerante a la radiación. En la figura 7.8, su alteración transitoria es debida al fallo de salida del AD204.

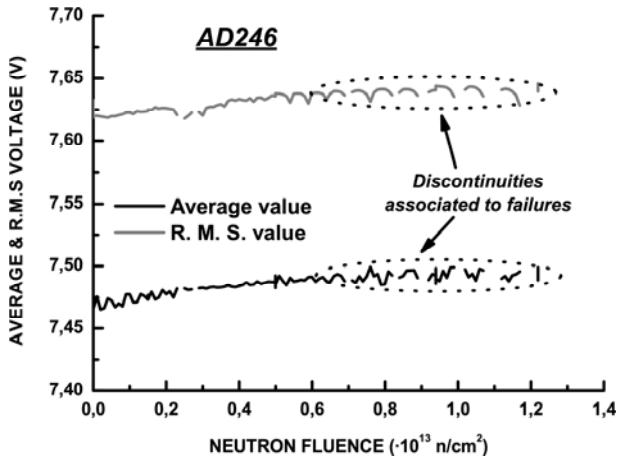


Fig.7.8: Evolución de la salida de AD246 durante la radiación

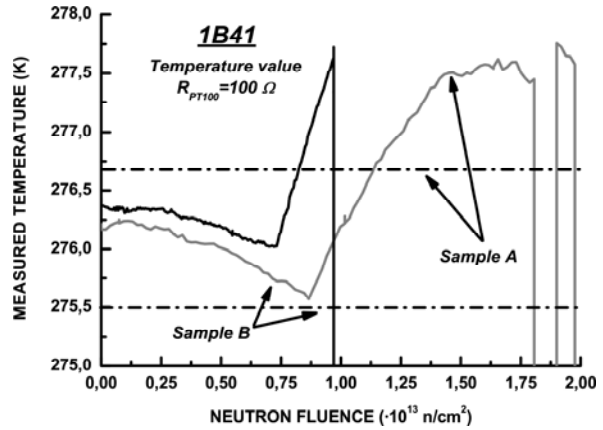


Fig.7.9: Temperatura medida de 1B41 (RTD = 100 Ω). Rayas son la temperatura exacta que se determinan.

7.3.2 Resultados del acondicionador de señales 1B41

El acondicionador de señal 1B41 apenas fue afectado hasta la radiación de $7\sim 8\cdot 10^{12}$ n/cm² y 115~132 (Gy). (Fig.7.9). Al aumentar la radiación, la tensión de salida aumentó muy rápidamente y al final este dispositivo no funcionó.

7.3.3 Resultados de los amplificadores de aislamiento ISO12X

En cuanto a los amplificadores de aislamiento ISO122 y ISO124, no hay cambio de la resistencia de entrada bajo la dosis máxima de radiación ($1.71\cdot 10^{13}$ n/cm² y 281 Gy(Si)) debido a su naturaleza metálica. La ganancia DC de ISO122 disminuye desde 1.00 a 0.992 (Fig.7.10), mientras que la de ISO124 no cambia.

Finalmente, el valor de la tensión de offset de salida aumenta durante la radiación (Fig.7.11) y el mayor valor se encuentra en ISO122.

7.4 AD210 como un acondicionador de señales

Para medir AD210 y 1B41 en la misma situación, un PT-100 fue polarizado con una fuente de corriente de 250 μA, como sucede con el dispositivo 1B41, y la disminución de tensión en el sensor de temperatura fue amplificada por un AD210 a fin de que los niveles de salida fueran similares a los de 1B41. Según la ecuación (6.1) calculamos la resistencia teórica del PT-

100 como una función de la temperatura. Supongamos que se han quitado el error de ganancia y la tensión de offset. El cálculo matemático muestra que el error está dentro del margen permitido para el valor de radiación de $1.79 \cdot 10^{13} \text{ n/cm}^2$ (295Gy(Si)). Es decir, estos dispositivos podrían funcionar con precisión aunque la dosis total de radiación fue 3 veces que la se esperaba encontrar a lo largo de 10 años de vida del LHC.

$$R = R_0 * (1 + \alpha T + \beta T^2) \quad (6.1)$$

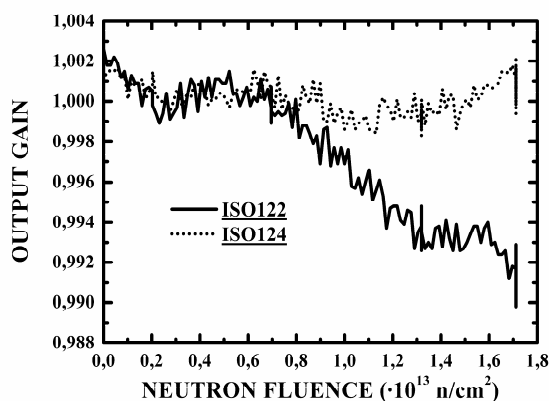


Fig. 7.10: Ganancia de salida de ISO12X

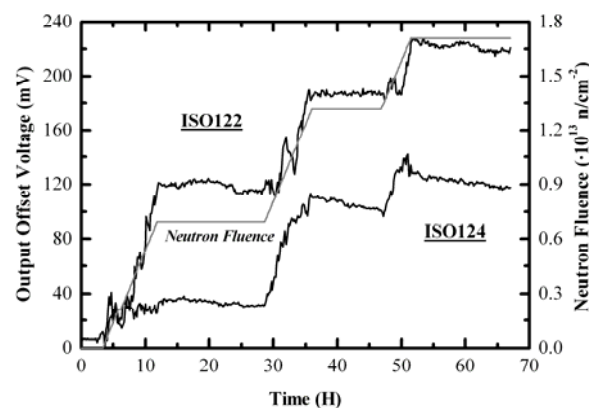


Fig. 7.11: Tensión de *offset* de salida de ISO12X irradiado

7.5 Conclusión

Según el resultado de irradiación, 1B41 puede tolerar la dosis de radiación total de $7 \sim 8 \cdot 10^{12} \text{ n/cm}^2$ y 115~132(Gy), que es el 50% mayor que la de esperar en LHC. Asimismo, AD210 es tolerante a la radiación con sus características excelentes. Además, el amplificador de aislamiento ISO124 es resistente a la radiación excepto que se necesita instalar una alimentación adicional.

CAPÍTULO 8

EFFECTOS DE LA RADIACIÓN SOBRE CONVERSORES ANALÓGICO-DIGITALES

Como se describe en los esquemas del control del sistema de criogenia de LHC (Fig 1.5), las variables analógicas de este proceso requieren una transformación a un formato digital para ser tratadas por un procesador digital. Esto significa que cada valor de la señal tiene que estar representado por un código diferente y para ello, el sistema de medida necesita una interfaz capaz de realizar esa función: el conversor Analógico-Digital (ADC). La exactitud de ADC es uno de los factores más importantes cuando se analiza la robustez y la fiabilidad del sistema entero, en especial bajo radiación. En este capítulo, se presentan la selección de un conversor analógico-digital y la evolución de sus resultados.

8.1 Características de la conversión A/D

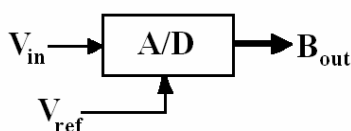


Fig. 8.1: Un conversor A/D

La conversión analógica-digital es un procedimiento a través de cual una señal analógica de tensión o de corriente unipolar o bipolar es transformada en un código digital n obtenido a partir del cociente entre la magnitud de la señal analógica de entrada y la de una referencia de tensión o de corriente.

Se muestra en la figura 8.1 un conversor A/D, donde B_{out} es el resultado de salida digital, V_{in} y V_{ref} son la entrada analógica y la referencia de tensión, respectivamente. Hay cuatro procesos en la conversión analógica-digital:

Muestreo (*sampling*): El muestreo (*sampling*) consiste en tomar muestras periódicas de la amplitud de onda. La velocidad con que se toma esta muestra, es decir, el número de muestras por segundo, es lo que se conoce como frecuencia de muestreo.

Retención (*Hold*): Las muestras tomadas han de ser mantenidas constante por un circuito de retención (*Hold*), el tiempo suficiente para permitir evaluar su nivel (cuantificación).

Cuantificación: En el proceso de cuantificación se mide el nivel de voltaje de cada una de las muestras. Consiste en asignar un intervalo de valores de la señal analizada a un único nivel de salida.

Codificación: La codificación consiste en traducir los valores obtenidos durante la cuantificación al código binario.

En la ecuación 8.1 se expresa la relación entrada-salida de un conversor analógico digital ideal. V_x es el error de cuantificación. En los sistemas reales que realizan este procedimiento, se limita el número de bits a n por lo que se realiza la cuantificación de la señal analógica en 2^n niveles. Estos niveles se expresan en un código binario, por lo que el conversor A/D realiza la codificación de la señal.

$$V_{ref}(b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_N 2^{-N}) = V_{in} \pm V_x \quad (8.1)$$

Es útil definir la unidad de LSB (the Least Significant Bit).

$$1 \text{ LSB} = \frac{1}{2^N} \quad (8.2)$$

También, V_{LSB} se define (ecuación 8.3) como el mínimo cambio de la señal correspondiente a una modificación de un LSB.

$$V_{LSB} = \frac{V_{ref}}{2^N} \quad (8.3)$$

Los parámetros fundamentales que caracterizan estáticamente un conversor A/D son su resolución, exactitud, errores de ganancia y offset y linealidad, etc. [Max00] [Nea92]

A. Resolución

Generalmente, se identifica la resolución de convertidores A/D con el número del bits.

La ganancia (gain): es la pendiente (slope) de la recta que une los puntos medios de los peldaños primero y último de la característica de transferencia estática del conversor. En el conversor ideal la ganancia es la unidad.

B. Exactitud

Exactitud absoluta (absolute accuracy): la exactitud absoluta o error total de un conversor A/D se refiere a la diferencia entre el código que se obtiene en la salida para una determinada tensión de entrada y el código esperado. Se expresa en LSB o en tanto por ciento del valor de fondo de escala de la entrada e incluye todos los errores estáticos del conversor.

Exactitud relativa (relative accuracy): es la diferencia entre el código que se obtiene en la salida para una determinada tensión de entrada y el código esperado después de quitar los errores de offset y de ganancia.

Entre los errores dinámicos del conversor producidos por la no-idealidad de la característica de transferencia dinámica del sistema podemos citar, además del inherente al proceso de cuantificación.

Relación señal-ruido+distorsión (Signal-to-noise distortion): es la relación señal-ruido del conversor incluyendo la distorsión del conversor de frecuencias menores a la de Nyquist, la no-linealidad de su característica estática y otros efectos. Se expresa en dB y depende de la frecuencia de la señal de entrada. La relación señal/ruido para el cuantificador con entrada senoidal será:

$$\begin{aligned} SNR &= 20 \log \left(\frac{V_{in(rms)}}{V_{Q(rms)}} \right) = 20 \log \left(\frac{V_{ref}/(2\sqrt{2})}{V_{LSB}/(\sqrt{12})} \right) \\ &= 20 \log \left(\sqrt{\frac{3}{2}} 2^N \right) = 6.02N + 1.76dB \end{aligned} \quad (8.4)$$

Número efectivo de bits (effective number of bits) ENOB: este parámetro define la calidad binaria real del conversor. Para un conversor ideal de n bits con entrada senoidal de amplitud igual al fondo de escala, el número efectivo de bits del conversor será:

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76}{6.02} (bits) \quad (8.5)$$

C. Error de Offset

El error de offset unipolar es el desplazamiento horizontal de la función de transferencia estática y puede cuantificarse calculando la desviación del valor de tensión de entrada V_i para el que se produce el cambio de código 00...00 al código 00...01 del valor correspondiente a $\frac{1}{2}$ LSB, según la ecuación (8.6).

$$E_{off(LSB)} = \frac{V_{0...01}}{V_{LSB}} - \frac{1}{2} LSB \quad (8.6)$$

El error de offset bipolar es la diferencia entre la tensión de entrada ideal para obtener el código correspondiente al cero en trabajo bipolar y la tensión que realmente produce ese código y se expresa en LSB. La ilustración gráfica de error del offset se muestra en la figura 8.2.

D. Error de ganancia

El error de ganancia es la diferencia entre los puntos de ganancia nominal y real del conversor después de haber ajustado el error de cero. Se expresa en términos de LSB y puede calcularse de la ecuación 8.7. La ilustración gráfica del error de ganancia se muestra en la figura 8.3.

$$E_{gain(LSB)} = \left(\frac{V_{1...11}}{V_{LSB}} - \frac{V_{0...01}}{V_{LSB}} \right) - (2^N - 2) \quad (8.7)$$

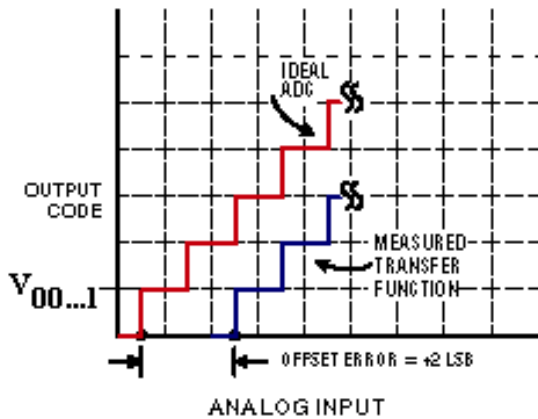


Fig. 8.2: Error de offset de un ADC

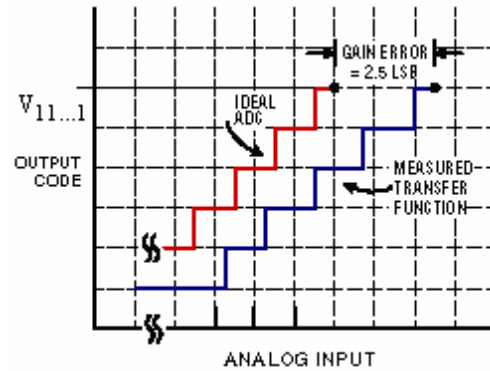


Fig. 8.3: Error de ganancia de un ADC

E. Linealidad

El error de no-linealidad diferencial (DNL) es la diferencia entre el ancho del peldaño de la característica estática real y su ancho ideal de 1 LSB. Se expresa en términos de LSB o en tanto por ciento del margen de la entrada.

El error de no-linealidad integral (INL) es la máxima desviación de la característica estática del conversor respecto de la línea recta que une los puntos de cero y de fondo de escala después de ajustar a cero los errores de cero y de ganancia. A menudo se refiere este error simplemente como linealidad, y se suele expresar en LSB o en tanto por ciento del margen de la entrada.

Las ilustraciones gráficas de INL y DNL se muestran en las figuras 8.4 y 8.5.

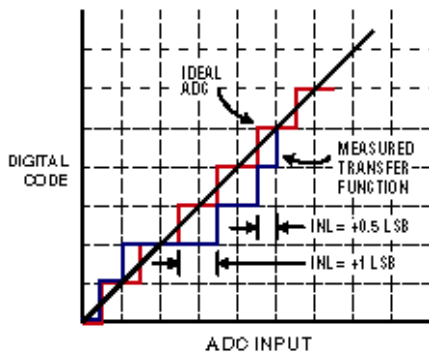


Fig. 8.4: INL de un ADC

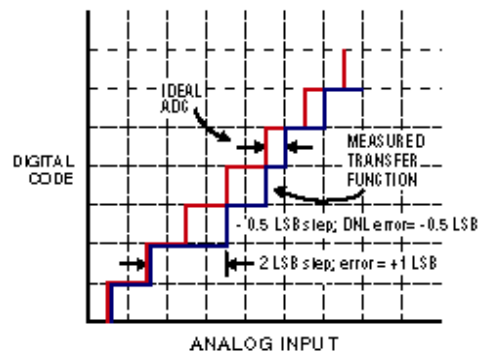


Fig. 8.5: DNL de un ADC

Desde el valor de INL, el número relativo de bits de un conversor se calcula según la ecuación (8.8):

$$N_{REL} = N - \log_2 \left[|INL_{MAX}| \right] \quad (8.8)$$

El número relativo de bits es muy diferente al número real de bits. Cuanto mayor sea el valor del número relativo de bits, más cercano a la idealidad es este conversor. Sólo si INL_{MAX} es mayor que un LSB, el número relativo de bits es menor que el número real y la salida del conversor no tiene comportamiento monótono [Joh97][Flo04].

8.2 Descripción del conversor analógico-digital irradiado

Los requisitos para el conversor analógico-digitales utilizado en el control del sistema de criogenia de LHC son los siguientes: la resolución mínima de 14 bits y tolerancia a la radiación como se describe en capítulo 1. Al principio, fueron evaluados diferentes candidatos (AD9042 y AD6644 en tecnología bipolar rápida, ADC71, ADC76 y AD7872 en tecnología de aproximaciones sucesivas, etc.). Sin embargo, los resultados obtenidos de los conversores en tecnología bipolar rápida no son buenos. Al final, se centra en estudiar el conversor ADS7807 en tecnología CMOS, que es de 16 bits ADC de aproximaciones sucesivas (Successive approximation ADC), fabricado por Texas Instrument Inc. La estructura interna de ADC7807 se muestra en la figura 8.6. En este tipo de ADC, al iniciar la conversión, un registro de aproximaciones sucesivas (SAR) envía al D/A el código correspondiente a la mitad de la escala (10000...0) que, en forma de tensión V_0 , se corresponde con el peso en voltios del bit más significativo del código. Esta tensión V_{01} es comparada con la señal de entrada V_i y, si es menor el bit más significativo del código es “1”; por el contrario si es mayor, entonces será “0”. Esta decisión se toma durante el primer ciclo de reloj. Durante el segundo ciclo de reloj se envía por parte del SAR al D/A el código con el resultado de la decisión anterior en el primer bit y un “1” en el segundo, repitiéndose la toma de decisión en función de nueva comparación entre V_{02} y V_i . Siguiendo este algoritmo, la conversión durará tantos ciclos de reloj como bits tenga el código de salida, siendo independiente de la magnitud de señal de entrada V_i . La señal de entrada durante el tiempo de conversión tiene que permanecer constante, por lo que en este conversor es imprescindible el uso de un sistema de muestreo y retención (S/H).

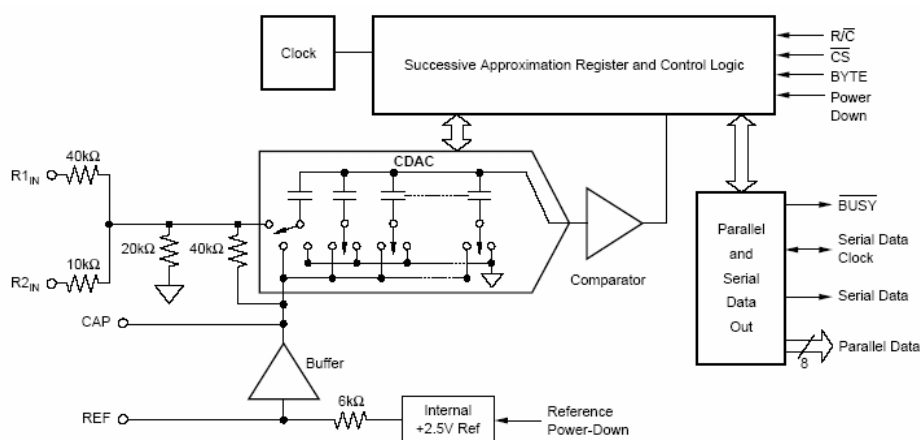


Fig. 8.6: Estructura interna de ADS7807

8.3 Condiciones de test

Los conversores analógico-digitales fueron irradiados en tres sesiones diferentes en el Instituto Tecnológico y Nuclear de Lisboa (Portugal), que se ha descrito en capítulo 3. Las muestras fueron irradiadas durante 10 días por un periodo total de 60 horas con neutrones rápidos y recibieron una dosis en torno a $3.34 \cdot 10^{13}$ - $8.16 \cdot 10^{13} \text{ n} \cdot \text{cm}^{-2}$. Asimismo, en el reactor había radiación gamma residual que alcanzó un valor de 822 - 1470 Gy(Si).

La medida se realizaba aplicando a la entrada del conversor una tensión en forma de escalera entre 0V y 5V, en escalones de 50 mV. Las medidas ‘on line’ se tomaban cada 10 minutos incluyendo los valores de la tensión de entrada, el valor de la tensión de referencia y el resultado de la conversión. Los errores de offset y ganancia se expresan en LSB.

En general, ADS7807 puede funcionar con su referencia interna de 2.5 V o con un referencia externa. Para limitar el ruido a la referencia se construye un circuito de filtro pasa-baja con un condensador de $2.2 \mu\text{F}$ y una resistencia.

Después de la radiación, fueron evaluados otros parámetros como la relación entre V_{cc} y V_{ref} , y el comportamiento de frecuencia.

8.4 Resultados experimentales

A diferencia de los componentes bipolares, los dispositivos CMOS son bastante tolerantes a la radiación de neutrones. Por este motivo, los protocolos convencionales de *test*, como el propuesto por el equipo de ATLAS [Atl00], permiten obviar las pruebas de daño por desplazamiento en estos componentes. La relación entre la dosis gamma ionizante y flujo de neutrones es: $7.438 \cdot 10^{13} \text{ n} \cdot \text{cm}^{-2} = 1 \text{ kGy}$.

En la primera sesión todos los conversores fueron inutilizados por la radiación. No obstante en un estudio mas detallado de los datos se puso de manifiesto que la causa del deterioro de funcionamiento de los conversores podría achacarse solamente al deterioro de la referencia de tensión interna con la radiación.

Para comprobar esta hipótesis, en la siguiente campaña dispusimos cuatro muestras (A, B, C y D) en las que dos (B y D) mantenían la utilización de la referencia de tensión interna y las otras dos (A y C) tenían una referencia de tensión externa tolerante a la radiación. Los resultados demostraron que este conversor es muy estable ante la radiación siempre que se utilice una referencia externa adecuada (Figuras. 8.7-8.9).

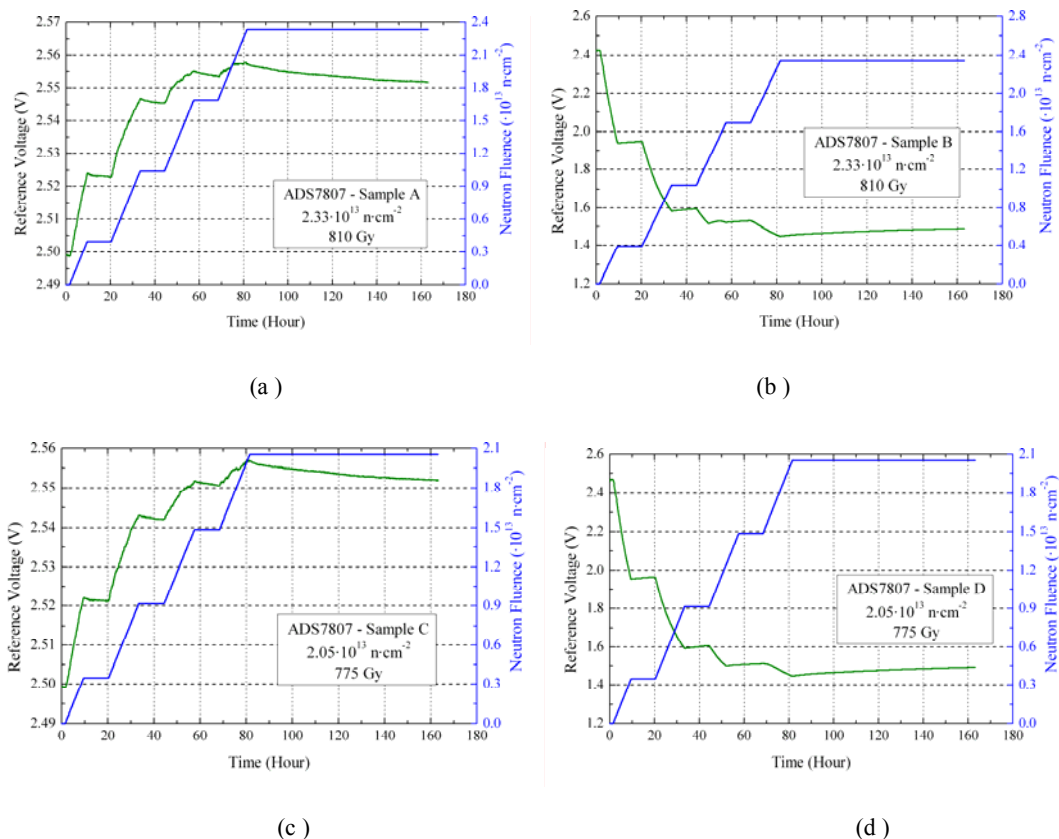


Fig. 8.7 a-d: Tensión de salida de la referencia del ADS7807 en función del flujo de neutrones y del tiempo

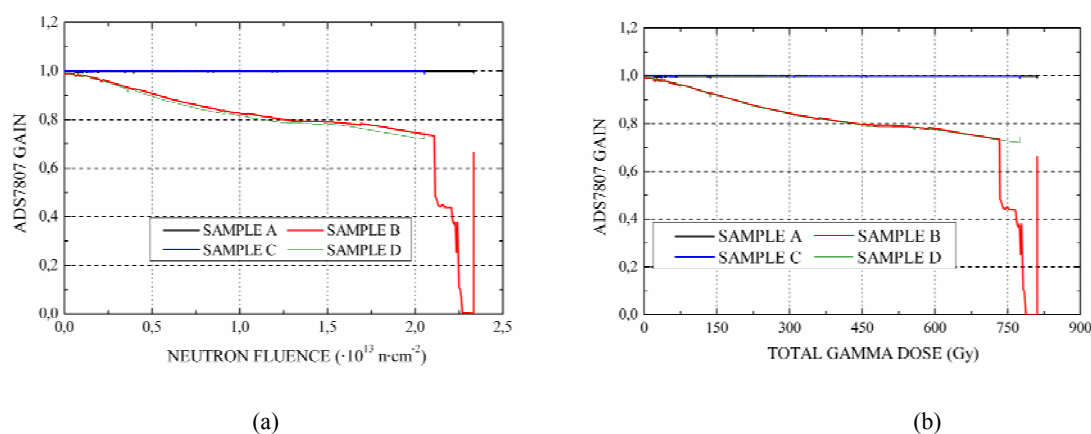


Fig. 8.8 a-b: Evolución de la ganancia del ADS7807 en función del flujo de neutrones y del TID. Los resultados de muestras A y C fueron medidos con utilizando la referencia externa y otros dos obtenidos con la interna.

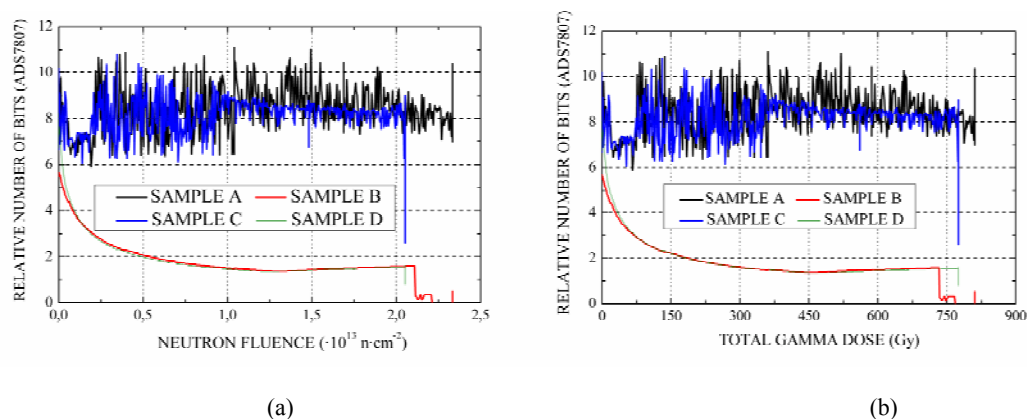


Fig. 8.9 a-b: Evolución del número relativo de bits del ADS7807 en función del flujo de neutrones y del TID. Los resultados de muestras A y C fueron medidos con utilizando la referencia externa y otros dos obtenidos con la interna.

Para investigar más detalladamente la degradación de ADS7807 con una referencia externa, otras cuatro muestras (1, 2, 3 y 4) fueron irradiadas en la tercera sesión. En la tabla 8.1 se presenta la dosis total de neutrones y radiación gamma adicional recibida por los ADS7807 irradiados. Asimismo, los resultados se muestran en las siguientes.

TABLA 8.1: DOSIS DE RADIACIÓN RECIBIDA DE LOS ADS7807

Sample	Distance to the inner face of the cavity (cm)	TID (Gy)	Φ (n·cm ⁻²)
1	52.05	1470	8.16E+13
2	64.65	1155	5.88E+13
3	72.85	995	4.71E+13
4	83.85	822	3.34E+13

A. Ganancia y el error de offset

Como se muestran en las figuras 8.10 y 8.11, la ganancia y el error de *offset* permanecen constantes durante la radiación para dosis bajas y después disminuye o aumenta bruscamente si hay un valor crítico de TID.

B. Número relativo de bits

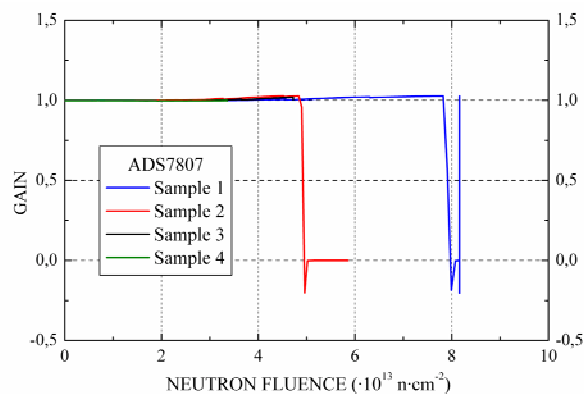
Al comienzo, el número relativo de bits es aproximadamente 12 después disminuye en proporción con TID o fluencia de neutrones. Como se muestra en la figura 8.12, hay unos pequeños picos en las curvas, que son relacionados con el recocido. No obstante, la disminución repentina se atribuye a la destrucción bajo la radiación de TID.

C. Corriente de alimentación y la respuesta de frecuencia

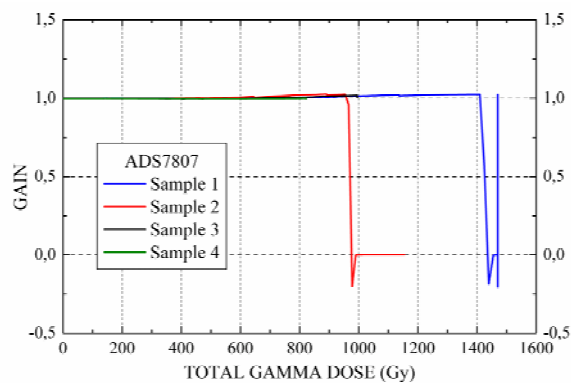
No hay un gran aumento de consumo en este dispositivo. Ni las entradas ni la alimentación de V_{ref} sufren un cambio del consumo de corriente. Asimismo, tampoco hay una modificación en la respuesta en frecuencia bajo la radiación.

D. Relación entre V_{CC} y V_{ref}

7 meses y 13 meses después de la radiación, hemos medido el valor más bajo de V_{cc} necesitado para funcionar con $V_{ref} = 2.50V$, y el valor más bajo de V_{ref} requerido cuando $V_{cc} = 5.00V$. Los datos de medida se muestran en la tabla 8.2. Se ha observado que hay un gran cambio en el valor más bajo de V_{cc} ($2.8V \rightarrow 4.1V$) cuando $V_{ref} = 2.50V$ y en el valor más bajo de V_{ref} ($0.9V \rightarrow 2V$) requerido cuando $V_{cc} = 5.00V$. La aparición de variación de estos dos valores se atribuye a la radiación ionizante en dispositivos CMOS consecuencia de un cambio de tensión umbral y la aparición de corrientes de fuga.

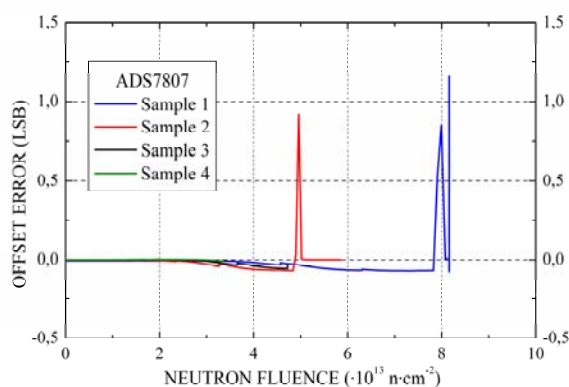


(a)

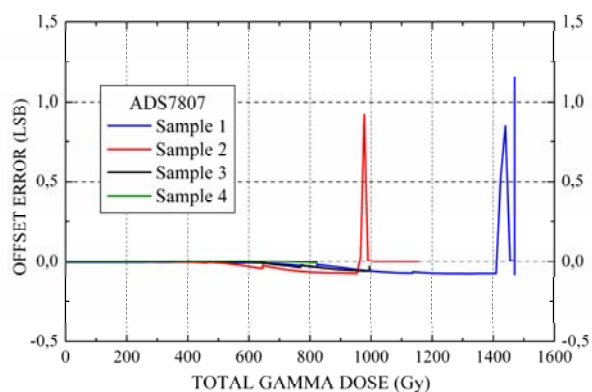


(b)

Fig. 8.10 a-b: Evolución de la ganancia del ADS7807 en función del flujo de neutrones y de TID

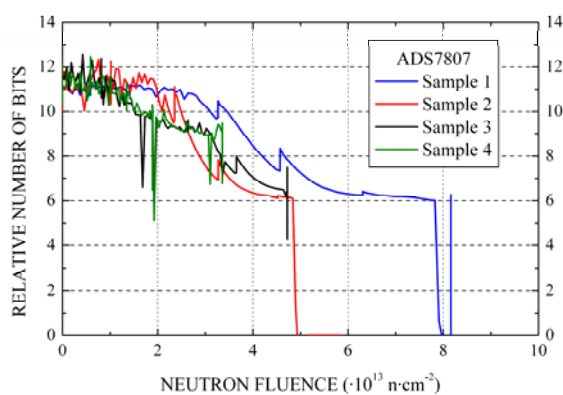


(a)

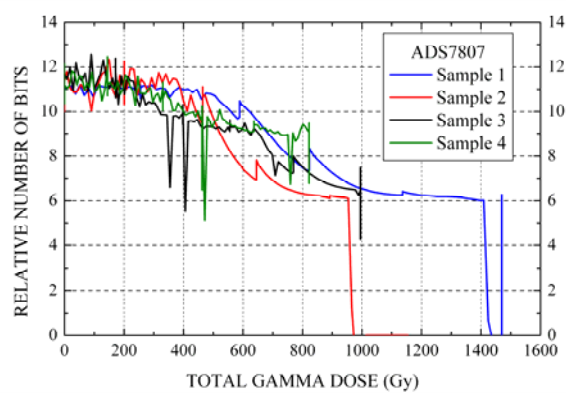


(b)

Fig. 8.11 a-b: Evolución del error de offset del ADS7807 en función del flujo de neutrones y del TID



(a)



(b)

Fig. 8.12 a-b: Evolución del número relativo de bits del ADS7807 en función del flujo de neutrones y de TID

TABLA 8.2: VALOR MÁS BAJO DE V_{CC} Y V_{REF} REQUERIDO POR ADS7807 EXAMINADO DESPUÉS DE RADIACIÓN

ADC	Time since irradiation	Lowest Vcc ($V_{ref}=2.50V$)	Lowest Vref ($V_{cc} = 5V$)
1	7	3,8	1,5
2	7	3,8	1,7
3	7	3,8	1,7
4	7	3,7	1,6
1 _{bis}	13	4,1	1,6
2 _{bis}	13	4,1	2,0
3 _{bis}	13	3,8	1,9
4 _{bis}	13	3,5	1,3
not irradiated	-----	2,8	0,9
Unit	months	V	V

8.5 Discusión sobre los resultados experimentales

En una primera fase, el error de offset del conversor apenas cambia. A continuación, el error de *offset* se hace positivo y comienza a crecer con rapidez hasta que se produce la destrucción del conversor. A causa de radiación gamma, se están acumulando cargas positivas paso a paso en interior del oxido epitaxial. Sin embargo, la corriente de fuga no puede aparecer inmediatamente, se necesita una concentración mínima de cargas para atraer los electrones y por esto aparecen unos canales parásitos. Por lo tanto, el error de offset apenas varió durante la irradiación con dosis bajas (Fig.8.11b). Es decir, existe un valor umbral de TID que haga aparecer las corrientes de fuga. Esta misma explicación se ha descrito en capítulo 5 para los switches.

El descenso de número relativo de bits es relacionado con algunas posibilidades. En primer lugar, se atribuye a la destrucción directa de los *switches* en la sección DAC del conversor ADS7807 (Fig.8.6). Cuanto más bajo el bit significativo, mayor la corriente de fuga. Por esta causa, el bit menos significativo va a fallar pronto debido a la corriente de fuga a través del *switch*. Entonces, la influencia directa es la pérdida de bits cuando no funcionan los *switches*.

Además, aunque funcionan bien todos los switches, la aparición de la corriente de fuga añadirá elemento adicional a la red, como se presenta en capítulo 5. Por lo tanto, el conversor A/D no está en linealidad y el número relativo de bits disminuye.

Hasta ahora, discutimos solamente el efecto de TID aunque hay radiación de neutrones. Creamos que el efecto de flujo de neutrones es despreciable por las siguientes causas: en primer lugar, solamente hay transistores MOS y resistencias de película metálica en estos conversores. Dado que ambos tipos de dispositivos son tolerantes al daño por desplazamiento, todo el daño que sufran los componentes será causado por la radiación ionizante, como se describe en capítulo 2. Por otra parte, debido a la disminución de la movilidad de portadores por daño de desplazamiento, el valor de la resistencia parásita del transistor en *switch* va a aumentar. Sin

embargo, este incremento no es muy importante. Ante todo, el crecimiento de movilidad de portadores es grave solamente cuando el flujo de neutrones es mucho mayor que los conversores lo han recibido ($\sim 10^{15}$ - 10^{16} n·cm⁻²) [Mes92b]. Además, el aumento de la resistencia parásita se puede compensar por la disminución de la tensión umbral de NMOSFET. Según [Hor89], la resistencia de un *switch* analógico es calculada con ecuación (8-9):

$$R_{sw} = \frac{1}{\beta \cdot (V_{GS} - V_T)} + R_{PAR} \quad (8-9)$$

donde β es la transconductancia de transistor NMOS, V_{GS} y V_T son la tensión desde la puerta hasta la fuente y la tensión umbral, respectivamente. A causa del daño de desplazamiento, β disminuye y R_{PAR} aumenta. Por otra parte, V_T disminuye debido a la radiación ionizante y $(V_{GS} - V_T)$ crece. A consecuencia de esto, estos dos efectos se puede contrarrestar mutuamente y el valor de resistencia no va a cambiar mucho.

A diferencia de las corrientes de fuga encontradas en un *switch* NMOS, en la superficie de resistencia y sustrato ocurren las corrientes de fuga. Una investigación muestra que las corrientes tienen la capacidad de aumentar la no-linealidad de los conversores [Mau00]. En definitiva, los resultados muestran en este capítulo no puede ser extendido a los conversores con exactitud baja.

8.6 Conclusión

La referencia interna de los conversores ADS7807 no funciona bajo la radiación baja. A la vista de los resultados obtenidos se decidió proponer la utilización del conversor ADS7807 con una referencia externa. Sin embargo, los ADS7807 examinados sufren las pérdidas de linealidad, que provocan la reducción de número relativo de bits por la aparición de las corrientes de fuga y el fallo de switches. Asimismo, comparado con la radiación ionizante, los efectos de la radiación de neutrones en ADS7807 se pueden ser despreciables.

Al final, los resultados muestran que el conversor ADS7807 con una referencia externa es tolerante a la dosis de 5×10^{13} n·cm⁻² y 1kGy (Si) requeridas por CERN.

CAPÍTULO 9

CONCLUSIÓN

En esta memoria, se han presentado las características electrónicas de diferentes dispositivos en tecnología CMOS (*Switches* analógicos, Circuitos de Supervisión, Amplificadores de Aislamiento y Conversores Analógico-digitales), incluyendo los dispositivos discretos (Resistencia, Condensadores, Diodos y Transistores) bajo la radiación de neutrones y gamma residual (5×10^{12} - 10^{14} n·cm⁻² y 0.2-2 kGy (Si)). Los resultados muestran que el daño principal a los dispositivos irradiados es la TID. Los efectos de la TID se atribuyen a la energía depositada en los dispositivos por la radiación en forma de ionización. El funcionamiento electrónico es afectado por la dosis depositada en el dióxido de silicio que se usa en los dispositivos con el objetivo de aislamiento. La ionización en dicho material causa la generación de pares de electrón y hueco, que se separan por el campo electrónico local. Los huecos se fijan en el óxido o se mueven a la interfaz de Si-SiO₂ para participar en el mecanismo complicado de la creación de estados de interfaces. Ambos tipos de defectos (huecos atrapados o estados de interfaces) se acumulan para afectar el comportamiento de los dispositivos semiconductores y como consecuencia la degradación de componentes internos. Por lo tanto, en los experimentos, se han observado unas modificaciones en los parámetros electrónicos de los diferentes dispositivos.

Los experimentos de radiación se realizan en una fuente de neutrones especialmente dedicada. Para ello, se diseñó un sistema automático de caracterización, que fue optimizado para realizar un seguimiento exhaustivo de los parámetros durante el proceso de irradiación. En la mayor parte de los casos, los datos experimentales concordaban con las predicciones teóricas realizadas previamente y confirmaron la evolución de ciertos parámetros muy conocidos.

1. En general, los circuitos integrados que se fabrican en tecnología CMOS son muy sensibles a la radiación gamma residual (0.5-2 kGy(Si)). Este hecho se deduce de la destrucción de los conversores analógico-digitales, de los *switches* analógicos, de los circuitos supervisores y de la fuerte degradación de los transistores MOSFET individuales estudiados. La radiación gamma afecta los dispositivos CMOS en dos maneras: por una parte, la radiación causa que los huecos sean atrapados en el sustrato de dióxido de silicio cerca de la interfaz de Si-SiO₂. Por otra parte, las

interacciones en la interfaz Si-SiO₂ provocan la formación de trampas dentro de la banda prohibida en la interfaz. Las cargas atrapadas y las trampas en la interfaz son responsables de los cambios principales de las propiedades de los dispositivos. La carga atrapada en SiO₂ y las trampas de interfaz inducidas por la radiación cambian el valor de la tensión umbral y la formación de un transistor parásito NMOS y la aparición de corrientes de fuga.

2. Las resistencias MOS pueden sufrir un incremento de la resistividad a causa del daño por desplazamiento y las resistencias de película delgada son muy resistentes a la radiación a causa de su naturaleza puramente metálica. Ni la radiación ionizante ni el daño por desplazamiento las afecta por lo que el uso de estas resistencias en circuitos integrados aumenta la tolerancia a la radiación aunque se complican los procesos de fabricación.
3. Los condensadores discretos son muy resistentes al daño por desplazamiento puesto que los materiales utilizados (dieléctricos y metales) lo son. En cambio, sí son sensibles a la acción de la radiación ionizante. En los condensadores MOS aumenta el valor de su capacidad bajo la radiación ionizante debido a que hay un cambio de la tensión umbral. Según el resultado experimental, los condensadores de unión son resistentes a la radiación de 10^{13} - 10^{14} n·cm⁻² y 1-2 kGy(Si).
4. Los diodos examinados recibieron una dosis total de 10^{13} ~ 10^{14} n·cm⁻² y una dosis de radiación gamma 1~2 kGy. Los diodos Schottky casi tienen un comportamiento ideal. En los diodos de alta velocidad apenas se encontró modificación de los parámetros característicos. En los diodos de potencia el daño fundamental fue el gran incremento de la resistencia serie, de la corriente inversa de saturación y del coeficiente *m*. En los diodos supresores de transitorios no se ha visto afectado su funcionamiento en polarización inversa, que corresponde a su funcionamiento habitual como supresores de transitorios. Los diodos Zener son muy tolerantes a la radiación. No hay variación en polarización inversa. En los diodos de unión PN de GaAs, se observa una gran disminución de la eficiencia emisora. El rojo necesita una energía mayor que el amarillo o el verde para producir la misma sensación óptica. Se demuestra que el espectro de emisión no se ha modificado y que sólo ha disminuido la eficiencia emisora.
5. JFETs y MESFETs son muy resistentes a la radiación ionizante por causa de la no existencia de óxido aislamiento de su puerta. El valor absoluto de la tensión umbral de NMOS y PMOS variará por la radiación ionizante. En principio, la tensión umbral de un transistor NMOS disminuye puesto que existe un campo eléctrico no nulo que facilita la formación del canal. Este campo puede ser tan intenso que puede hacer incluso que la tensión umbral sea menor que 0 V y luego sube.

6. Se muestran los resultados experimentales obtenidos al irradiar diversas muestras de los *switches* analógicos y se justifica la evolución de la tensión de conmutación, la modificación de la resistencia serie y aparición de corrientes de fuga etc. Se ha comprobado que había intervalos intermedios de radiación en que algunos *switches* dejaban de funcionar, “efecto ventanado”, se ha relacionado con las variaciones de los parámetros en los transistores MOS de la etapa digital. Asimismo, se analiza la aparición del fenómeno de histéresis, etc.

Además, las corrientes de fuga observadas en los *switches* analógicos tienen algunas propiedades: Existencia de un valor umbral de TID para que aparezcan las corrientes de fuga en los dispositivos bajo la radiación ionizante, la dependencia de los valores lógicos de entrada por la causa de la creación de un camino parásito abajo el óxido epitaxial entre dos zonas n de este dispositivo y se puede simularlas con un par de transistor NMOS.

Finalmente, utilizando los datos de experimentos, podemos analizar las causas de la degradación y simular las características electrónicas con modelos matemáticos y métodos de optimización para predecir el comportamiento de la resistencia serie y la corriente de fuga de los *switches* analógicos SPST en CMOS bajo radiación. Este método puede ser usado para predecir la degradación de otros dispositivos comerciales en tecnología CMOS.

7. Los resultados de circuitos supervisores ADM692, de Analog Devices; y otros tres de Maxim (MAX690, MAX-1232 y MAX6304) son las siguientes:

En primer lugar, sobre corrientes de alimentación, teniendo en cuenta la tecnología CMOS, este parámetro aumenta por la aparición de corrientes de fuga. Esto se observa en el modelo MAX6304. Sin embargo, el comportamiento del modelo de MAX1232 es diferente completamente. La corriente de alimentación disminuye en vez de aumentar. La causa de este comportamiento extraño se explica a consecuencia del daño por desplazamiento de la radiación de neutrones. En cuanto a MAX690 y ADM692, la corriente de alimentación varía con un valor inferior a 5 mA.

En segundo lugar, la función de *Watchdog* desaparece rápidamente en el modelo MAX6304. Podemos observar que el período de ADM692 casi no cambia después de la radiación y sólo aumenta ligeramente el ciclo de trabajo. Sin embargo, en MAX690, el período cambia mucho, desde 1.6 segundos a 49.2 segundos.

Al final, los fenómenos interesantes, por ejemplo, el aumento del periodo en algunos dispositivos se relaciona con efectos secundarios de la radiación en dispositivos básicos internos en tecnología CMOS, por ejemplo un reloj Schmitt, un inversor CMOS y un par de transistores PMOS.

8. La evolución y los resultados de los amplificadores de aislamiento se presentan a continuación:
 - 1) En los amplificadores AD2XY, excepto en el AD215, los parámetros de tensión de offset de entrada, las corrientes de polarización de las entradas y tensión de offset de salida no varían bajo la radiación de $2.9 \cdot 10^{13} \text{ n} \cdot \text{cm}^{-2}$ y 478 Gy(Si).
 - 2) La ganancia DC en la etapa de entrada se ve afectada en algunos modelos (AD202 y AD204) debido a una disminución de la ganancia en lazo abierto bajo la radiación de $1.2 \cdot 10^{13} \text{ n/cm}^2$ y 198 Gy(Si).
 - 3) El coeficiente de transmisión disminuye en todos amplificadores de aislamiento examinados. Asimismo, la tensión DC de salida aumenta y la tensión rizada disminuye en todos los reguladores de aislamientos integrados debido a que hay un descenso del consumo de corriente de los amplificadores operacionales que son la carga del regulador interno.
 - 4) El amplificador de aislamiento ISO124 es resistente a la radiación excepto de que se necesita instalar una alimentación adicional.
9. La referencia interna de los conversores ADS7807 no funciona al ser sometidos a una radiación baja. A la vista de los resultados obtenidos se decidió proponer la utilización del conversor ADS7807 con una referencia externa. Las pérdidas de linealidad son debidas a la aparición de corrientes de fuga y el fallo de *switches*. Asimismo, comparado con la radiación ionizante, los efectos de la radiación no ionizante en ADS7807 pueden ser despreciables.